

张燕宾 电工实践

张燕宾
著

金牌作者的关门之作

一生经验的倾情奉献

维修独创经验

职业成长体验



机械工业出版社
CHINA MACHINE PRESS



作者于1937年出生于江苏省海门市，1955年毕业于上海电机学院的工业企业自动化专业和吉林函授学院的数学系，高级工程师。

文革前曾先后在长春工业大学和长春大学任教，退休于宜昌市自动化研究所。

曾任宜昌市自动化研究所副所长、宜昌市科委深圳联络处主任、宜昌市自动化学会理事长、湖北省自动化学会常务理事等职。

退休后从事变频调速技术的推广应用。

已经出版的著作有《SPWM变频调速应用技术》（第一、第二、第三、第四版）、《变频调速应用实践》（主编）、《电动机变频调速图解》、《实用变频调速技术培训教程》、《常用变频器功能手册》、《变频调速460问》、《变频调速600问》、《变频器应用教程》（第一、第二版）、《变频器的安装、使用和维护》、《变频器应用图册》、《小孙学变频》、《小孙学变频续编》、《小李学异步电动机》等。

张燕宾电工实践

张燕宾 著



机械工业出版社

本书记述了作者经历和处理过的电气工程方面的技术问题，内容共分三大部分。

电工电子篇：记述了作者开发的一些小产品和在维修过程中的一些特殊处理。介绍其原理、计算方法以及元器件的选择。

电机与拖动篇：对异步电动机中一些比较难懂的内容，进行了深入浅出的讲解，分析了一些特殊电动机的原理与特性。

变频调速篇：对变频调速技术中一些比较难以理解的内容进行深入浅出的讲解，介绍了若干工程项目的示例，对变频器在使用中常遇到的问题进行了简明扼要的归纳。

本书可供工矿企业里的电气工程技术人员参考。

图书在版编目（CIP）数据

张燕宾电工实践/张燕宾著. —北京：机械工业出版社，2015. 10
ISBN 978-7-111-51580-7

I. ①张… II. ①张… III. ①电路-基本知识 IV. ①TM13

中国版本图书馆 CIP 数据核字（2015）第 222908 号

机械工业出版社（北京市百万庄大街 22 号 邮政编码 100037）

策划编辑：罗 莉 责任编辑：罗 莉 版式设计：霍永明

责任校对：刘志文 封面设计：陈 沛 责任印制：李 洋

三河市宏达印刷有限公司印刷

2016 年 1 月第 1 版第 1 次印刷

169mm×239mm·16.75 印张·323 千字

0001—3000 册

标准书号：ISBN 978-7-111-51580-7

定价：49.8 元

凡购本书，如有缺页、倒页、脱页，由本社发行部调换

电话服务

服务咨询热线：010-88361066

读者购书热线：010-68326294

010-88379203

封面无防伪标均为盗版

网络服务

机工官网：www.cmpbook.com

机工官博：weibo.com/cmp1952

金书网：www.golden-book.com

教育服务网：www.cmpedu.com

前言

本书记载了我所经历过或处理过的一些事例。就学术价值而言，这些事例都属于“下里巴人”的档次。但却都有着独创的成分，所以，犹如亲生的子女一般，很有些宝贝了。

就内容而言，本书大体有以下几个方面：

1. 我所开发过的小产品，以及在维修过程中的一些独特处理；
2. 因为我长期从事教学工作，在某些问题的讲解方法上，也有一些自以为有些独创的地方；
3. 关于变频调速的工程项目，我在其他的拙作中已有介绍，本不想多做重复。但有的读者反映，许多书都只介绍项目的基本分析和大概轮廓，能否介绍一两个比较完整的范例。遗憾的是，在 20 世纪，我还不会用电脑，许多项目的底稿，多有缺失。我尽力翻找，也找到了几例，力求满足读者们的要求；
4. 有读者说，现在，人们对于变频器已经比较熟悉了，不想看那些一讲就是一大堆基础原理的书。而希望手头有一本类似手册一般，只汇集读者在使用中必须了解的要点，简单明了。本书的第 7 章便是这方面的尝试。

对于每一个项目，哪怕是很小的项目，我都力求从基础理论上分析其原理，使读者们能够有所启发。

但因为本书并不是系统地讲解某一方面的内容，所以显得零乱。

虽然我并没有什么了不起的成就，但回首往事，毕竟也多少做出了一点儿成绩。作为一种人生经历，体会是深刻的。

首推“认真”二字，事无巨细，都一定要认认真真地做好。如果每件事情（哪怕是很小的事情）都能完成得很好的话，人们就会对你产生一种信任感，你才有机会得到更进一步的项目。

要认真做好每一件事，就必须勤奋。或者说，勤奋是认真的保证。我这一辈子，很少有休息的日子。由于我讲课较受欢迎，所以我的工作量总是很重的。为了认真地教好每一门课，我必须非常勤奋地备课。常常每天只睡 4 个小时，没有休息日。有一位老医生半开玩笑地说：青年人失眠，多半是由于思念异性的结果。可怜的我，连思念异性的空隙都没有。但每天的睡眠时间虽然很少，却都睡得很香，第二天仍能够精神抖擞地开始新的工作。

俗话说，“失败是成功之母”，每遇挫折时，不要轻易放弃。而要多动脑筋，冷静地分析失败的原因，努力找出解决的途径和方法。一般来说，对于工程技术中的问题，总会找到解决办法的。

在理论和实践的关系上，我信奉“理论指导实践”，凡以为理论和实际不相吻合之处，实际上，往往是对理论没有吃透的缘故。而当你为了解决某一个问题而博览群书时，你会在理论知识方面有所提升，而在解决实际问题的能力上，也会更上一层楼的。

如果本书能够对你有所启示的话，我将倍感荣幸。

目录

前言

第 1 篇 电工电子篇

第 1 章 简易小制作	2
1.1 相序指示器	2
1.1.1 基础知识的复习	2
1.1.2 相序显示的构思与效果	3
1.1.3 器件选择与用法	5
1.2 简易晶闸管测试器	7
1.2.1 晶闸管的工作特点	7
1.2.2 晶闸管测试电路	9
1.3 缺相保护器	12
1.3.1 三相四线制的缺相保护	12
1.3.2 三相三线制的缺相保护	17
1.4 简易显示器	20
1.4.1 点-条显示器 (LM3914) 简介	20
1.4.2 简易信号指示器	22
1.4.3 LM3914 用于控制	23
1.5 无触点快速制动器	24
1.5.1 原理与计算	25
1.5.2 变频调速系统的停机控制	28
1.5.3 快速制动器的外部接线	29
1.5.4 和其他快速制动的比较	30
1.6 电子调压器	31
1.6.1 PWM 调节交流电压的原理	32
1.6.2 脉宽调制电路	33
1.6.3 三相调压器	35
1.7 大功率无触点开关	37
1.7.1 晶闸管反并联电路	37
1.7.2 晶闸管和二极管反并联	38

1.7.3 晶闸管控制极对接	39
第2章 维修小经验	41
2.1 巧修隔离变压器	41
2.1.1 机器运行的临时措施	41
2.1.2 修理变压器	42
2.2 巧用桥形电路	43
2.2.1 原设计概要	44
2.2.2 问题与思考	46
2.3 只响一下的电铃	48
2.3.1 本厂电工的方案	48
2.3.2 只响一下的电铃	49
2.4 削波电路的修复	51
2.4.1 基本判断	51
2.4.2 用照明变压器的可行性分析	52
2.4.3 变压器的修理	53
2.5 粗略估算电动机绕组	54
2.5.1 基本依据	54
2.5.2 计算绕组匝数	56
2.5.3 无铭牌电动机的修复	57
2.6 白炽灯里的学问	57
2.6.1 白炽灯的电阻	57
2.6.2 解决方法	58
2.7 离奇故障集锦	59
2.7.1 竖起的触头	59
2.7.2 “出轨”的电刷	60
2.7.3 变态的二极管	61
2.7.4 接反的接近开关	62

第2篇 电机与拖动篇

第3章 交流电动机若干问题浅说	66
3.1 驻波与行波磁场	66
3.1.1 驻波磁场	66
3.1.2 行波磁场	68
3.1.3 驻波与行波的相互关系	70
3.2 异步电动机的转子	71
3.2.1 转子的等效电路	72
3.2.2 转子的电磁转矩	75
3.3 异步电机的发电	77

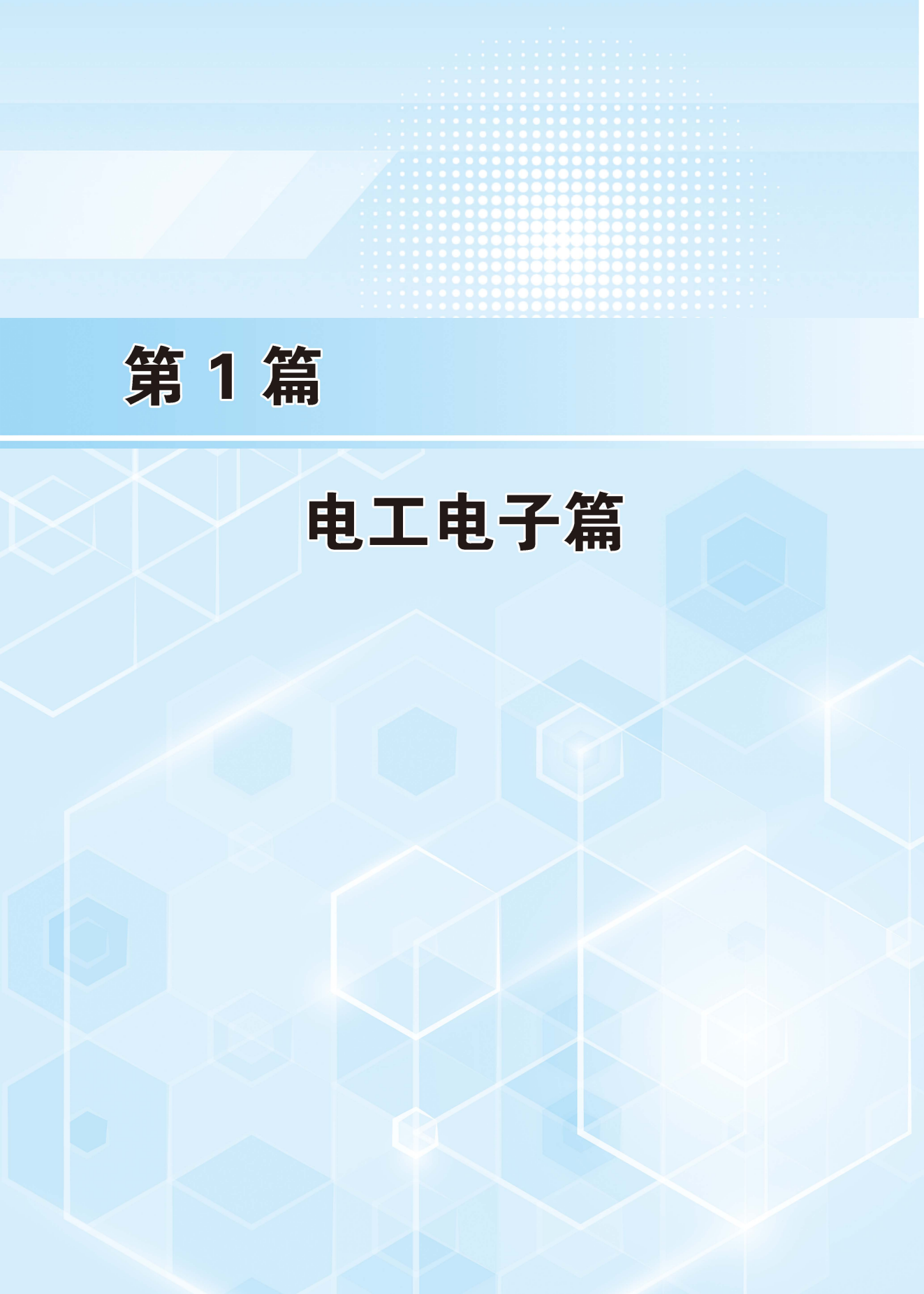
3.3.1 异步电机能发电吗?	77
3.3.2 拖动系统里的发电机状态	81
3.4 三相整流子电动机	83
3.4.1 基本构思	83
3.4.2 三相交流整流子电动机的特点	87
3.4.3 三相交流整流子电动机的机械特性	88
3.5 电动机绕组的接线舞曲	91
3.5.1 异步电动机的定子绕组	91
3.5.2 接线规律与舞曲	95
第4章 电力拖动拾遗	98
4.1 力矩电动机调速	98
4.1.1 力矩电动机简介	98
4.1.2 调压控制的主电路	99
4.2 滑差电动机的机械特性	102
4.2.1 滑差电动机的构造和原理	102
4.2.2 滑差电动机的机械特性	103
4.3 电磁离合器的 PWM 调速	105
4.3.1 电磁离合器的正反向控制	105
4.3.2 脉宽调制信号	107
4.3.3 控制电路	108
4.4 小水轮发电机的变频调速	109
4.4.1 水轮机转速的采样	109
4.4.2 变频调速的实现	111
4.5 电磁离合器的反接制动	114
4.5.1 主电路的改进	114
4.5.2 晶闸管的触发电路	115
4.5.3 快速放电电路	116

第3篇 变频调速篇

第5章 变频器应用中的几个问题	120
5.1 变频器的输入电流	120
5.1.1 输入电流的大小	120
5.1.2 输入电流的功率因数	125
5.1.3 输入电流不平衡	128
5.2 停电时的故障分析	130
5.2.1 变频器里的直流电源	130
5.2.2 停电时逆变管损坏的原因	132
5.3 小电感的大作用	133

5.3.1 一个小实验	134
5.3.2 改善功率因数的应急措施	135
5.3.3 输出电抗器的发热及改善	135
5.3.4 简易滤波器	136
5.4 异步电动机的上限频率	137
5.4.1 讨论背景	137
5.4.2 电动机高频运行的特点	137
5.4.3 各类负载的最高工作频率	139
5.5 变频调速取代其他调速电动机	143
5.5.1 变频调速取代直流电动机	143
5.5.2 变频调速取代滑差电动机	145
5.5.3 变频调速取代整流子电动机	147
5.6 关于基本频率的讨论	149
5.6.1 基本频率的定义	149
5.6.2 变频器与电动机的额定电压不符时的处理	150
5.6.3 大马拉小车的节能措施	151
5.6.4 40Hz 加大转矩的方法	153
5.6.5 额定转速以上的有效转矩	154
5.7 变频器的应用误区	156
5.7.1 甩掉减速器	157
5.7.2 提高工作频率	158
5.7.3 四极代六极	159
5.8 变频器用自制配件	160
5.8.1 测量器件	160
5.8.2 自制制动电阻	164
5.8.3 自制制动单元	167
5.9 变频器的 PID 功能浅说	170
5.9.1 基本概念	171
5.9.2 PID 的直观演示	171
5.9.3 需要预置的功能	173
5.9.4 闭环控制的接线与调试	175
第 6 章 变频改造补遗	177
6.1 浆纱机十二单元同步控制	177
6.1.1 浆纱机概况	177
6.1.2 变频改造要点	178
6.1.3 调试与效果	178
6.2 饮料灌装输送带的变频改造	179
6.2.1 概述	179

6.2.2 变频改造要点	180
6.3 车床的变频改造	183
6.3.1 普通车床的大致构造与负载性质	183
6.3.2 变频调速的改造实例	185
6.3.3 变频改造的计算	187
6.3.4 变频调速系统的设计	193
6.4 龙门刨床变频改造的若干问题	194
6.4.1 龙门刨床简介	194
6.4.2 两种调速系统的比较	196
6.4.3 刨台往复运动的控制	199
6.4.4 变频调速系统的设计	202
6.5 中央空调的变频调速	207
6.5.1 中央空调系统的大致构成	207
6.5.2 循环水系统与供水系统的节能比较	209
6.5.3 冷却水系统的变频调速	210
6.5.4 冷冻水系统的变频调速	211
第7章 变频器应用技术便查录	212
7.1 变频器的主要电路	212
7.1.1 内部主电路	212
7.1.2 外接主电路	213
7.1.3 变频器的内部控制电路	216
7.2 变频器常用功能	222
7.2.1 频率给定功能	223
7.2.2 控制方式功能	225
7.2.3 加、减速功能	228
7.2.4 外接端子的控制功能	232
7.3 变频器跳闸原因总汇	235
7.3.1 过载跳闸 (OL)	235
7.3.2 过电流跳闸 (OC)	237
7.3.3 过电压 (OV) 的跳闸原因	239
7.3.4 欠电压 (LV) 的跳闸原因	240
7.3.5 过热 (OH) 的跳闸原因	241
7.3.6 控制电路的故障跳闸	242
附录 独立寒秋六十载	243



第 1 篇

电工电子篇

第 1 章 简易小制作

1.1 相序指示器

开发背景

1981 年，某塑料厂引进了全套日本设备，日本的电气工程师对电源线相序的要求十分严格，相序指示器就成为了他们的必备之物。日本的相序指示器，只有火柴盒大小。

日方专家撤走后，厂领导从以后的维修方便出发，希望给每个维修电工和工程师也都配置一个相序指示器。他们的要求是，只要能够测量相序，体积大一点也不要紧。我利用《电工基础》的知识，经过反复计算，也制作出了相序指示器，体积并不比日本的大。

1.1.1 基础知识的复习

1.1.1.1 三相交流电路

基本的三相交流电路如图 1-1a 所示，三相分别是 U 相、V 相和 W 相。特点是：各相电压的有效值均相等，相位则互差 $2\pi/3$ 电角度，如图 1-1b 中之 $\dot{U}_U$ 、 $\dot{U}_V$ 和 $\dot{U}_W$ 所示。线电压与相电压之间的关系是

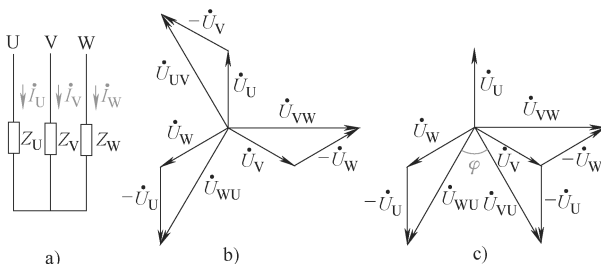


图 1-1 三相交流电路及其相量图

a) 三相交流电路 b) 相量图 c) U、V 反相的相量图

$$\begin{cases} \dot{U}_{UV} = \dot{U}_U - \dot{U}_V \\ \dot{U}_{VW} = \dot{U}_V - \dot{U}_W \\ \dot{U}_{WU} = \dot{U}_W - \dot{U}_U \end{cases} \quad (1-1)$$

线电压相量如图 1-1b 中之 $\dot{U}_{UV}$ 、 $\dot{U}_{VW}$ 和 $\dot{U}_{WU}$ 所示。由图可知，各线电压比相

电压超前 $\pi/6$ 电角度。

如果将 U、V 间的线电压反相，则

$$\dot{U}_{VU} = \dot{U}_V - \dot{U}_U$$

所得线电压 $\dot{U}_{VU}$ 如图 1-1c 所示，它比 $\dot{U}_V$ 滞后了 $\pi/6$ 。并且， $\dot{U}_{VU}$ 和 $\dot{U}_{WU}$ 对称于 $\dot{U}_V$ ，两者之间的相位差 φ 为

$$\varphi = \pi/3$$

1.1.1.2 电阻电容电路

电阻和电容串联的电路如图 1-2a 所示，其主要特点是：

1) 电路里的电流 $\dot{I}_{VU}$ 比电压 $\dot{U}_{VU}$ 超前 α 角，如图 1-2b 所示。

2) α 角的大小由图 1-2c 所示的阻抗三角形决定。

3) 电容器两端的电压 $\dot{U}_{AU}$ 比电流 $\dot{I}_{VU}$ 滞后 $\pi/2$ ，如图 1-2b 所示。

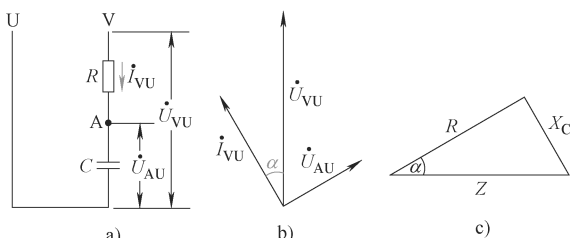


图 1-2 电阻电容电路

a) 电阻电容电路 b) 相量图 c) 阻抗三角形

1.1.2 相序显示的构思与效果

1.1.2.1 从三相不对称电路入手

一个三相对称的电路，不可能对相序的变化有明显地反映。所以，必须构建一个三相不对称电路。构思如下：

U 相 用作参考相，电路内不接任何器件。

V 相 接入两个阻值相等的电阻 R_1 和 R_2 ，互相串联，其中点为 A，很明显： $U_{AU} = U_{VU}/2$ 。

W 相接入电阻 R_3 和电容 C 串联的电路，两者之间的连接点为 B。

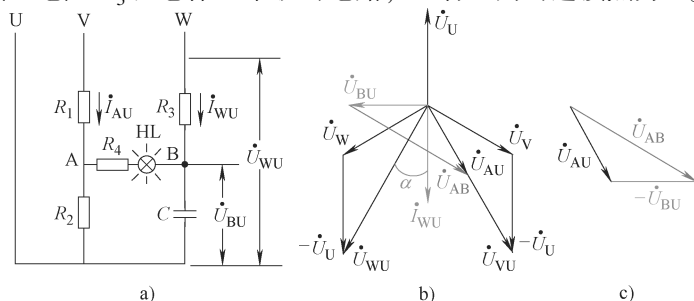


图 1-3 构建三相不对称电路

a) 三相不对称电路 b) 相量图 c) U_{AB} 相量

A、B 之间接入一个氖灯 HL，用于显示，电阻 R_4 用于限制 HL 的电流。氖灯所需电流极小，故 R_4 的电阻值很大，计算时，A、B 之间的电流可以忽略不计。如图 1-3a 所示。

1.1.2.2 相序正确

假设图 1-3a 所示的相序为正确相序，其相量图如图 1-3b 所示。分析如下：

1. V 相电路

以 A 点为参考点， $\dot{U}_{AU}$ 为参考电压。如上所述， U_{AU} 等于 U_{VU} 的一半。

毫无疑问， $\dot{U}_{AU}$ 在相位上与 $\dot{U}_{VU}$ 相同，如图 1-3b 中之 $\dot{U}_{AU}$ 所示。

2. W 相电路

W 相是 R、C 电路，所以，电流 $\dot{I}_{WU}$ 比电压 $\dot{U}_{WU}$ 超前 α 角，而电容器 C 上的电压 $\dot{U}_{BU}$ 比电流 $\dot{I}_{WU}$ 滞后 $\pi/2$ ，如图 1-3b 中之 $\dot{U}_{BU}$ 所示。

3. A、B 间的电压

由于 $\dot{U}_{AB} = \dot{U}_{AU} - \dot{U}_{BU}$ ，画出 $\dot{U}_{AB}$ 的相量图如图 1-3c 所示。根据实际测量， $\dot{U}_{AB}$ 的有效值约为 100V 左右，氖灯亮。

1.1.2.3 相序相反

如果将 V 相和 W 相交换，如图 1-4a 所示，则

1. A、U 间电压

因为 R_1 和 R_2 在 W 相，A 点也在 W 相，所以， $\dot{U}_{AU}$ 与 $\dot{U}_{WU}$ 同相位。

2. B、U 间电压

因为 R、C 电路在 V 相，

所以，电流 $\dot{I}_{VU}$ 比 $\dot{U}_{VU}$ 超前 α 角，适当调整 R 和 C 的参数，可使 $\alpha = \pi/6$ 。电容器 C 上的电压 $\dot{U}_{BU}$ 比电流 $\dot{I}_{VU}$ 滞后 $\pi/2$ ，它刚巧和 $\dot{U}_{WU}$ 同相位，如图 1-4b 所示。

3. A、B 间的电压

由图 1-4b 可以看出， $\dot{U}_{BU}$ 和 $\dot{U}_{AU}$ 同相位，如参数选择适当，可以使

$$\dot{U}_{BU} = \dot{U}_{AU}$$

从而

$$\dot{U}_{AB} = 0V$$

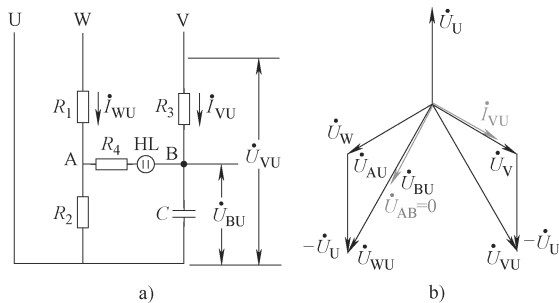


图 1-4 相序相反的电路和相量图

a) 相序相反的电路 b) 对应的相量图

氖灯熄灭。

实现了相序正确时，氖灯亮，相序相反时，氖灯熄灭的效果。

1.1.3 器件选择与用法

1.1.3.1 R_1 和 R_2

1. 主要依据

R_1 和 R_2 的选择，以能够为氖灯提供足够的电流为原则。红色氖灯的工作电流约为 0.5mA，为留有裕量，以能够提供 1mA 为依据。

2. 具体计算

以相序正确为例，计算如下：

令

$$I_{VU} = 1\text{mA}$$

则

$$R_1 + R_2 = \frac{U_{VU}}{I_{VU}} = \frac{380}{10^{-3}} = 380\text{k}\Omega$$

$$R_1 = R_2 = \frac{380\text{k}\Omega}{2} = 190\text{k}\Omega$$

取标称值

$$R_1 = R_2 = 200\text{k}\Omega$$

电阻的功率

$$P_1 = P_2 = I_{UV}^2 R_1 = (1\text{mA})^2 \times 200\text{k}\Omega = 200\text{mW}$$

取标称值

$$P_1 = P_2 = 1/4\text{W}$$

1.1.3.2 R_3 与 C

1. 主要依据

以相序错误，氖灯熄灭时的状态为主要依据。

1) 当相序错误时，要求 $U_{BU} = U_{AU} = 380\text{V}/2 = 190\text{V}$ 。

2) $\dot{I}_{VU}$ 和 $\dot{U}_{VU}$ 之间的相位差角 $\alpha = \pi/6$ 。

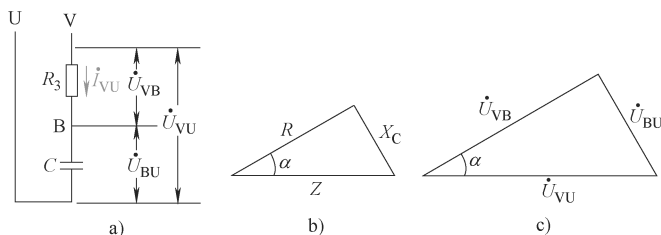


图 1-5 VU 电路的阻抗三角形和电压三角形

a) VU 电路 b) 阻抗三角形 c) 电压三角形

2. 具体计算

画出 V 相电路的阻抗三角形和电压三角形，如图 1-5b 和 c 所示。图中的已知条件是：

$$\alpha = \pi/6; U_{VU} = 380V; U_{BU} = 190V。$$

则由图 1-5c 可知:

$$U_{VB} = U_{VU} \cos \alpha = 380 \times \cos(\pi/6) = 329V$$

$$\text{令} \quad I_{VU} = 1mA$$

$$\text{则} \quad R_3 = U_{VB} / I_{VU} = 329V / 10^{-3}A = 329k\Omega$$

$$\text{取标称值} \quad R_3 = 330k\Omega$$

又由图 1-5a 可知:

$$Z = U_{VU} / I_{VU} = 380V / 1mA = 380k\Omega$$

又根据图 1-5b:

$$X_C = Z \sin \alpha = 380k\Omega \times \sin(\pi/6) = 190k\Omega$$

$$\text{则} C = \frac{1}{2\pi f X_C} = \frac{1}{2\pi \times 50Hz \times 190k\Omega \times 10^3} = 0.016\mu F$$

$$\text{取标称值} \quad C = 0.015\mu F$$

$$\text{电容器耐压} \quad U_{BUm} = \sqrt{2} \times 190V = 268V$$

$$\text{取标称值} \quad U_{CN} = 300V$$

1.1.3.3 氖灯和 R_4

1. 氖灯

选红色氖灯, 其主要数据如下:

直径: 5mm; 交流启辉电压: 85V; 工作电流: 0.35mA。

2. R_4

根据说明书要求, 选 $R_4 = 150k\Omega$ 。

1.1.3.4 外形与用法

相序指示器的外形如图 1-6 所示。使用时, 将三根引出线 U、V、W 分别接至被测电源的三根线, 如相序符合要求, 指示灯亮; 反之, 如果指示灯不亮, 说明相序反了, 应更正之。

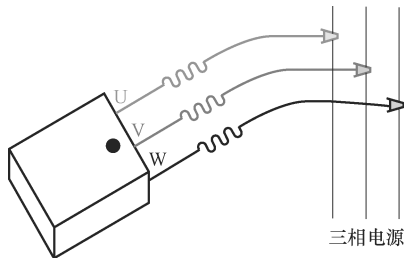


图 1-6 相序指示器外形

小小体会

准确地画出三相交流电路的相量图, 是分析相序指示的关键。

在制作过程中, 一个意料之外的难点是相序指示的显示。起初考虑的是小白炽灯, 又曾考虑用发光二极管, 但都因取用电流较大, 各电阻的瓦数和电容器的电容量都偏大, 非但体积较大, 成本也较高。最后选择了氖灯, 因取用电流极小, 达到了预期的目的。

1.2 简易晶闸管测试器

开发背景

20 世纪 70 年代, 晶闸管的应用普及了起来。当时, 我从一个工厂的电气维修工变成了全市的电气维修工。而晶闸管的故障率占了相当的比例, 于是, 每到一厂, 测定晶闸管的好坏就成了必做的事情。为此, 我制作了一个简易的晶闸管测试器, 随身带着, 十分方便。

1.2.1 晶闸管的工作特点

1.2.1.1 晶闸管的引出线与工作特点

1. 晶闸管的外形及符号

晶闸管有三个引出端: 阳极 A、阴极 K 和门极 (控制极) G。其外形如图 1-7a 和 b 所示, 符号如图 1-7c 所示。

2. 工作特点

(1) 阻断状态

当晶闸管的阳极和阴极之间加上电压 U_A , 但门极上没有信号时, 晶闸管处于阻断状态, 电流 $I_A = 0$ 。

(2) 晶闸管的导通

当门极 G 上加入足够的正向信号 U_G 时, 晶闸管导通。就是说, 晶闸管是否导通, 要接受门极 G 的控制。

(3) 晶闸管的截止

撤销门极 G 上的控制信号后, 晶闸管仍处于导通状态, 这是晶闸管的一大特点。

要关断晶闸管, 须将阳极电压 U_A 降到 0, 或反向成负电压, 使晶闸管的阳极电流小于其维持电流, 晶闸管才能截止。

1.2.1.2 晶闸管在交流电路中的工作特点

1. 基本电路

晶闸管接在交流电路中的情形如图 1-8a 所示, u_s 为正弦交流电压, 如图 1-8b 中之曲线①所示, R_L 是负载。如上所述, 晶闸管须在门极 G 上施加足够大

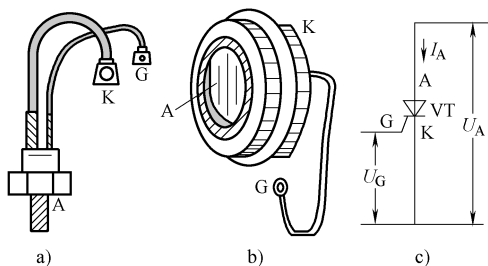


图 1-7 晶闸管的外形及符号

a) 外形一 b) 外形二 c) 符号

的触发信号 u_G ，才开始导通。由于导通之后就不再受触发信号的控制，所以，触发信号可以是短暂的脉冲信号，如图 1-8b 中之曲线②所示。

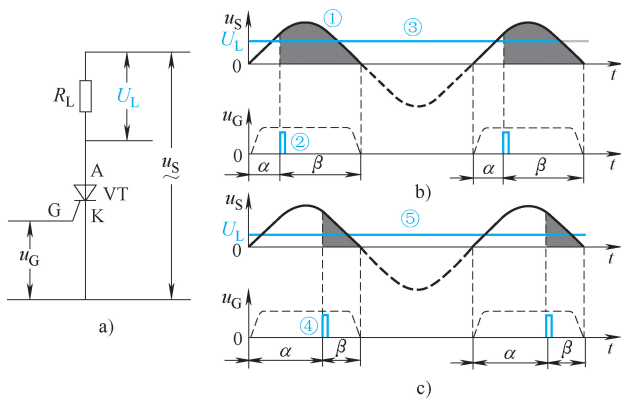


图 1-8 晶闸管工作特点

a) 晶闸管电路 b) 移相角小 c) 移相角大

2. 工作要点

在 u_S 的正半周，在门极 G 与阴极 K 之间加入触发脉冲 u_G ，如图 1-8b 中之曲线②所示，则 VT 导通；当 u_S 过 0 时，VT 截止；在 u_S 的负半周，由于阳极 A 与阴极 K 之间施加的是反向电压，故 VT 保持截止状态。

从晶闸管开始承受正向电压，到出现触发脉冲之间对应的电角度 α 称为移相角，它表示了半个周期内，晶闸管开始触发的时刻；在半个周期内，晶闸管导通时间所对应的电角度称为导通角，用 β 表示。比较图 1-8b 和图 1-8c 可知： α 较小时， β 较大，负载上得到的平均电压 U_L 也较大，如图中之曲线③所示；反之，如增大移相角 α ，触发脉冲如曲线④所示，则 U_L 的平均值较小，如曲线⑤所示。

所以，调节移相角，就可以调节负载所得到的平均电压。

1.2.1.3 晶闸管的触发

1. 触发的含义

要使晶闸管从关断状态转为导通状态，必须在门极 G 和阴极 K 之间施加正的控制信号，这个过程称为触发，所加的控制信号称为触发信号。

2. 对触发信号的要求

1) 因为晶闸管导通之后，触发信号就不再起作用，所以，触发信号常采用脉冲信号，称为触发脉冲，如图 1-8 中之曲线②和曲线④所示。

2) 移相角应能方便地进行调节，以便调整经晶闸管整流后的平均电压。

3) 触发脉冲的移相必须和电源电压同步。就是说，只有当电源电压进入正

半周后,才开始计算产生触发脉冲的时刻,而每个周期的第一个脉冲和电源电压过0点之间的时间间隔都必须相同,从而使每半波的平均电压也都相等。

1.2.2 晶闸管测试电路

1.2.2.1 基本考虑

1. 测试电源

工厂里交流电源十分方便,故采用220V交流电源。

2. 试验负载

用白炽灯最为方便,测试器上不必带,到工厂里现借就可以了。

3. 负载电压的调节

调节范围不必很大,只需显示能够调节即可。也就是说,触发脉冲的移相范围不必很大。

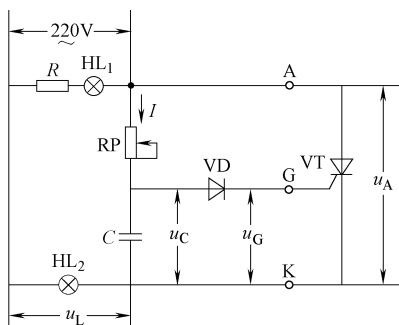


图 1-9 晶闸管测试电路

1.2.2.2 电路与原理

1. 电路的构成

测试电路如图1-9所示,图中:

HL₁是电源指示灯,表明测试器是否已经接通电源,R是其降压电阻。

VT是被测晶闸管。

HL₂是白炽灯,用于作为晶闸管的负载。

RP用于调节移相角,从而调节负载电压的电位器。

C用于产生触发信号,当电压 u_C 大于晶闸管的门极触发电压 U_{GT} 时,晶闸管将导通。

VD是二极管,用于阻止反向电压施加到触发电路。

2. 触发信号的移相

电位器RP和电容C构成了R、C电路,白炽灯HL₂在冷态时的电阻值很小,可以忽略不计。各参数的相位关系如图1-10所示:

电流 i 比电压 u_A 超前 θ 角, θ 角的大小由阻抗三角形决定;

电压 u_C 比电流 i 滞后 $\pi/2$,比 u_A 滞后 $\varphi = \pi/2 - \theta$,如图1-10b中之曲线②所示。

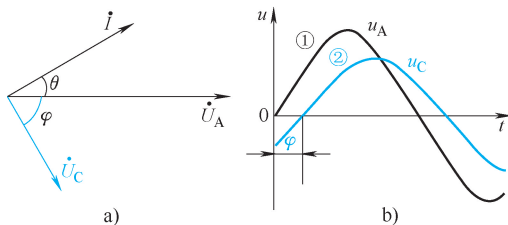


图 1-10 电容器上的移相电压

a) 相量图 b) 曲线图

当电位器的电阻值 $R_p = 0$ 时, 电路为纯电容性质, $\theta = \pi/2$, $\varphi = 0$, u_C 和 u_A 同相位, 且 $u_C \approx u_A$ 。

电位器的电阻值 R_p 越大, α 越小, 而 φ 越大。如图 1-11b 中之曲线③所示, 由于二极管 VD 的作用, 曲线③的负向部分已被阻断。

3. 晶闸管的触发

在图 1-11 中, 曲线①是电源电压的波形, 曲线②是晶闸管的门极触发电压 U_{GT} 。

当施加于门极的电压 U_G , 与 U_{GT} 相交时, 晶闸管导通, 如图 1-11a 中之 A 点和图 1-11b 中之 B 点。

当 $R_p = 0$, $\varphi = 0$ 时, u_C 基本上和 u_A 相等 (忽略了白炽灯 HL₂ 的冷态电阻压降), 而 u_C 则和 u_A 的正半周重合。

负载上得到的电压如曲线④所示, 导通角略小于 π , 这已经是负载所能得到的最大电压了。如果导通角 $\beta = \varphi = \pi$ 的话, 负载所得到的电压平均值应为

$$U_L = 0.45 U_A \approx 0.45 \times 220V = 99V$$

今 $\beta < \pi$, 据实测, 负载所得到的平均电压约为 $U_L = 90V$ 。

随着 R_p 的增大, φ 也逐渐增大, 负载上得到的电压逐渐减小, 如曲线⑤所示。

所以, 调节电位器 RP, 就可以调节白炽灯 HL₂ 的亮度。

1. 2. 2. 3 参数的选择与用法

1. 电容器 C

电容器的容量大小, 将影响门极触发电流。因为被测晶闸管的大小不等, 常常有额定电流较大的晶闸管。所以, C 的容量不宜太小, 今选:

$$C = 2\mu F$$

电容器的容抗为

$$X_C = \frac{1}{2\pi \times 50 \times 2 \times 10^{-6} \Omega} = 1592\Omega \approx 1.6k\Omega$$

2. 电位器 RP

因为有电容器的存在, R_p 不论多大, 必有 $\theta > 0$, $\varphi < \pi/2$, 今取

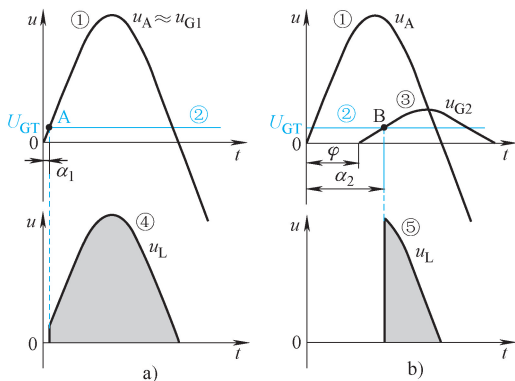


图 1-11 晶闸管的移相

a) R_p 较小时 b) R_p 较大时

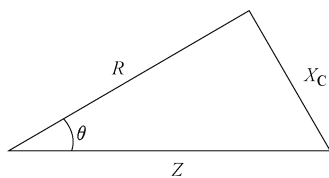


图 1-12 测试器的阻抗三角形

$$\theta = \pi/6 \quad \varphi = \pi/2 - \pi/6 = \pi/3$$

RP、C 支路的阻抗三角形如图 1-12 所示。

$$\text{因为} \quad \frac{R}{X_C} = \cot \theta$$

$$\text{所以} \quad R_P = X_C \cot \theta = 1.6 \times \sqrt{3} \text{ k}\Omega = 2.77 \text{ k}\Omega$$

$$\text{取标称值} \quad R_P = 3 \text{ k}\Omega$$

电位器的瓦数：因为电位器的滑动端要经常旋动，容易磨损，故其瓦数宜适当选大一些。今选

$$P = 2 \text{ W}$$

3. 二极管 VD

其反向击穿电压应大于电源电压的振幅值。

$$\text{因为} \quad U_{AM} = \sqrt{2} \times 220 \text{ V} = 311 \text{ V}$$

所以 选击穿电压等于 400V 的“4001”二极管。

4. 电源指示

HL₁ 选红色氖灯，主要数据是，直径：5mm；交流启辉电压：85V；工作电流：0.35mA。

根据说明书要求，降压电阻选 $R = 150 \text{ k}\Omega$ 。

1.2.2.4 外形与用法

晶闸管测试器的外形如图 1-13 所示。

将电位器 RP 旋至最大位，接通电源，指示灯 HL₁ 或处于熄灭状态，或微微发光。

缓慢旋转 RP，白炽灯 HL₂ 将逐渐由暗变亮。说明晶闸管正常。

如果一通电，白炽灯 HL₂ 立即大放光明，说明晶闸管已经击穿；

如果旋转 RP 后，白炽灯 HL₂ 始终不亮，说明该晶闸管已经损坏。

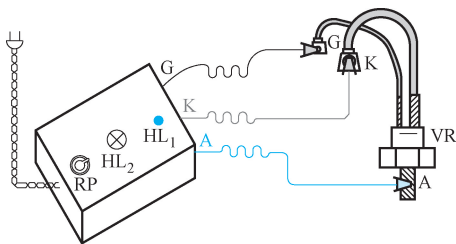


图 1-13 晶闸管测试器外形

小小体会

在开始思考此产品时，脑海里浮现的是已经很熟悉的晶闸管调节电路，但总觉得太复杂。于是想，在实际工作中，判断一个晶闸管是否损坏，只需观察：一是能否导通？二是能否调节？至于调节的范围，是没有必要测试的。就是说，设计一个产品，必须分析它的具体要求，力求产品的最简化。

1.3 缺相保护器

开发背景

市场上的缺相保护器，都以三相电流的是否平衡作为判断缺相的依据。显然，这样的缺相保护器只能用于保护三相电动机，而不能普遍地进行缺相保护。

我以三相电压是否平衡为依据，制作了缺相保护器，可用于各种场合的缺相保护。

1.3.1 三相四线制的缺相保护

1.3.1.1 三相四线制的工作特点

1. 正常状态

三相四线制的基本电路如图 1-14a 所示。假设各相白炽灯（负载）的瓦数都相同，则当各旋钮开关 SA_U 、 SA_V 和 SA_W 都闭合时，三相负载处于平衡状态，各相电流的有效值都相等，即

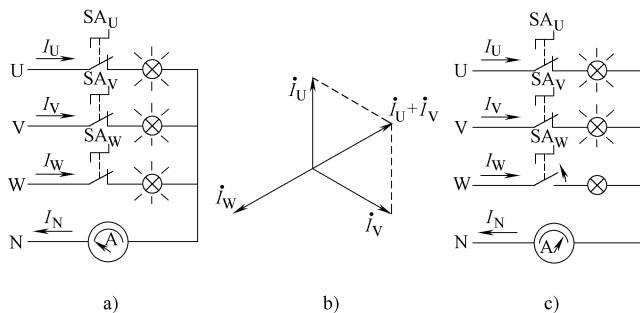


图 1-14 三相四线制的工作特点

a) 不缺相的中线电流 b) 相量图 c) 缺相时中线电流

$$I_U = I_V = I_W$$

但相位上互差 $2\pi/3$ 。可以看出，在这种情况下，中线里是没有电流的。其原因见图 1-14b 所示的相量图，因为中线里的电流等于三相电流之和：

$$\dot{I}_N = \dot{I}_U + \dot{I}_V + \dot{I}_W \quad (1-2)$$

如图所示，U 相电流与 V 相电流之和的有效值正好和 W 相电流相等，而相位相反： $\dot{I}_U + \dot{I}_V = -\dot{I}_W$ ，所以，三相电流之和等于 0，即

$$\dot{I}_N = \dot{I}_U + \dot{I}_V + \dot{I}_W = 0$$

中线里没有电流。

那么, 电流到哪里去了呢?

三相电流的曲线如图 1-15a 所示。观察几个瞬间:

在 t_{01} 瞬间, $i_U = 0.5I_m$, U 相流入 $0.5I_m$; $i_V = -I_m$, V 相流出 I_m ; $i_W = 0.5I_m$, W 相也流入 $0.5I_m$ 。可见, 在此瞬间, 电流从 U 相和 W 相流入, 而从 V 相流出, 流入的电流正好等于流出的电流, 中线里无电流。

在 t_{02} 瞬间, $i_U = 0.87I_m$, U 相流入 $0.87I_m$; $i_V = -0.87I_m$, V 相流出 $0.87I_m$; $i_W = 0$, W 相无电流。在此瞬间, 电流从 U 相流入, V 相流出, 流入的电流正好等于流出的电流, 中线里也无电流。

总之, 在所有瞬间, 三相电流中, 或一相流入、一相流出, 或两相流入, 一相流出, 也或者一相流入, 两相流出。而流入的电流总等于流出的电流, 中线里是没有电流的。

2. 缺相状态

将旋钮开关 SA_W 断开, W 相里不再有电流, 三相中缺了一相:

$$I_W = 0$$

这时, 中线里只有两相电流:

$$\dot{I}_N = \dot{I}_U + \dot{I}_V \neq 0$$

三相电流的曲线如图 1-15b 所示。也观察几个瞬间。

在 t_{11} 瞬间, $i_U = 0.87I_m$, U 相流入 $0.87I_m$; $i_V = -0.87I_m$, V 相流出 $0.87I_m$; 流入的电流和流出的电流相等, 中线电流 $i_N = 0$ 。

在 t_{12} 瞬间, $i_U = 0.87I_m$, U 相流入 $0.87I_m$; $i_V = 0$, V 相无电流, U 相电流只能流入中线, 中线电流 $i_N = i_U = 0.87I_m$ 。

在 t_{13} 瞬间, $i_U = 0.5I_m$, U 相流入 $0.5I_m$; $i_V = 0.5I_m$, V 相也流入 $0.5I_m$, 两相电流都流入中线, 中线电流 $i_N = i_U + i_V = I_m$ 。

可见, 在缺相的情况下, 中线里的电流不等于 0。中线电流的有效值正好和 W 相电流相等, 而相位相反。

于是得出结论: 在负载平衡的三相四线制电路中, 缺相与否的区别在于中线

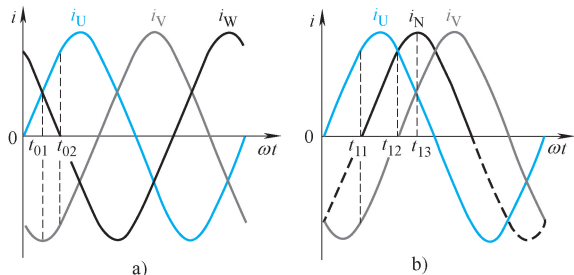


图 1-15 三相电流的波形

a) 正常时 b) 缺相时

里是否有电流。

1.3.1.2 缺相保护的构思

1. 缺相信号的取出

用三个完全相同的电容器 C_1 、 C_2 、 C_3 连接成 Y 形，取代图 1-14 中的白炽灯，构成“三相平衡”的检测电路如图 1-16 所示，好处是不消耗电能。在中点 M 和电源中线 N 之间接入光耦合器 PC₁ 的二极管部分，一方面，它能够接收到三相电源的缺相信号，另一方面，又可以将后面的低压控制电路和三相电源隔离。

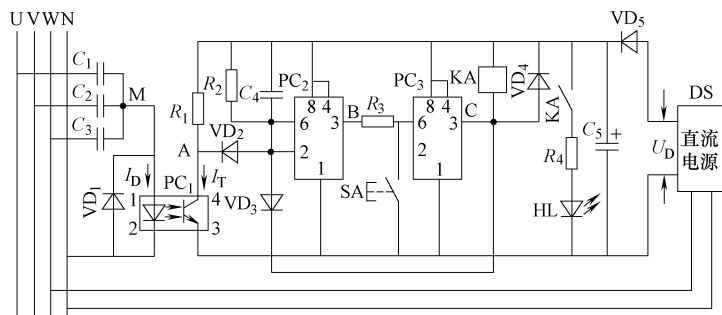


图 1-16 三相四线制的缺相保护电路

2. 控制电路的工况

(1) 正常时的状态

如上所述，正常时，中点连线 MN 里没有电流，光耦合管的二极管电流 $I_D = 0$ ，从而晶体管电流也等于 0 ($I_T = 0$)。于是，A 点为高电位。

PC₁ 和 PC₂ 都是时基集成电路（555 集成电路），实际制作时，可用双时基电路（556 电路），这里为讲解方便起见，用两个单时基电路。

当 PC₂ 的输入端（2 脚和 6 脚）为高电位时，其输出端 B（3 脚）为低电位。因为 PC₂ 的输出端也就是 PC₃ 的输入端，故 PC₃ 的输出端 C 为高电位，继电器 KA 处于失电状态。

(2) 缺相时的状态

缺相时，中点连线 MN 里有电流，PC₁ 的 $I_D \neq 0$ ，从而 $I_T \neq 0$ ，适当选择 R_1 的电阻值，可使 PC₁ 的晶体管部分饱和导通，A 点变成低电位，B 点变成高电位，C 点变成低电位，从而继电器 KA 得电，其触点可接入相关的控制电路中，进行缺相保护。

3. 缺相保护器的自锁

(1) 缺相时的中点连线 MN 里的电流波形

如上所述，当 W 相缺相时，MN 里的电流如图 1-14b 中的 i_N 所示。

(2) 自锁的必要性

流入光耦合器 PC_1 中二极管的电流只有 i_N 的上半周, PC_1 中晶体管的集电极电位, 将是半周低、半周高地交替着的, 这将使继电器 KA 处于一会儿得电、一会儿失电的状态, 无法正常工作。

所以, 当 PC_1 中有电流, 继电器 KA 得电时, 应该使 PC_3 的输出端 (C 点) 保持低电位, 称为自锁。

(3) 自锁的方法

要使 PC_3 的输出端 (C 点) 保持低电位, 必须使 PC_2 的输入端保持低电位。

由于继电器的动作时间一般在 15ms 以上, 而 50Hz 时, 交流电的半周时间只有 10ms, 所以, 不能用继电器的触点进行自锁。

今将 C 点的电位通过二极管 VD_3 反馈到 PC_2 的输入端, 从而实现了自锁的目的。

4. 缺相保护器的复位

因为有了自锁功能, 当缺相故障修复后, 继电器 KA 将仍保持得电状态。所以, 必须用一个复位按钮 SA 使 PC_3 的输入端为低电位, 输出端翻转为高电位, 迫使继电器失电。

1.3.1.3 各元器件的作用与选择

1. 控制电源

控制电源如图 1-17b 所示。

(1) 输入侧

接到中线和相线之间, 电压为 220V, 如果所接相线 (如图 1-17 中之 W 相) 缺相, 它将失去电源。

(2) 输出侧

是 15V 的低压直流电, 输出额定电流 $\geq 1A$, 电源容量 $\geq 15W$ 。

(3) 电容器 C_5

如果 U 相或 V 相缺相, 控制电源将不受影响; 但如果 W 相缺相时, 控制电源的输入电压为 0, 其输出的直流电压 U_D 必将衰减。为了使 U_D 衰减得比较缓慢, 以保证继电器 KA 能够动作。因此, C_5 的电容量应尽量地大, 今选:

$$C_5 = 5000\mu F$$

(4) 二极管 VD_5

用于阻止 C_5 向控制电源放电, 增大 C_5 在放电时的时间常数, 目的也是为了使继电器 KA 可靠动作。因为是在低压直流电路里, 故可选 1N4001, 其最大反

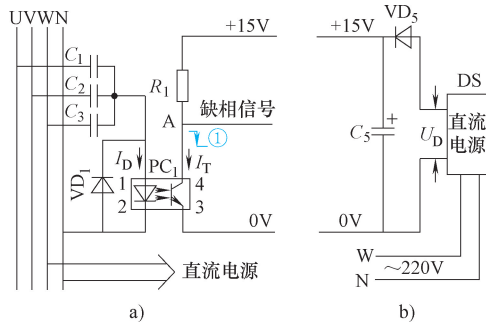


图 1-17 信号产生电路与控制电源

a) 缺相信号产生电路 b) 控制电源

向峰值电压是 50V，最大半波整流电流为 1A。

2. 缺相信号取出电路

缺相信号取出电路如图 1-17a 所示，各元器件的作用与选择如下：

(1) 光耦合管

选 PC817 光耦合管，其主要参数是：

二极管正向压降： $\leq 1.2\text{V}$ ；

二极管正向电流： $I_D \leq 50\text{mA}$ ；

电流传输比：实测结果： $\text{CTR} = 200\%$ ；

晶体管饱和压降： $U_{\text{CES}} = 0.1\text{V}$ ；

晶体管电流： $I_T \leq 50\text{mA}$ 。

(2) 限流电容器 C_1 、 C_2 、 C_3

因为 $I_T \leq 50\text{mA}$ ，且 $\text{CTR} = 200\% = 2$

所以应有 $I_D \leq 25\text{mA}$

令 $I_D = 10\text{mA}$

在有中线的情况下，施加于 C_1 、 C_2 、 C_3 的电压，不论是否缺相，都等于相电压，即 220V。今按中线电流的有效值 $I_N = 10\text{mA}$ 计算，则

$$X_C = U/I_N = 220\text{V}/(10 \times 10^{-3}\text{A}) = 22\text{k}\Omega$$

$$C = 1/(2\pi f X_C) = 1/(2\pi \times 50\text{Hz} \times 22000\Omega) = 0.144\mu\text{F}$$

取标称值 $C = 1.5\mu\text{F}$

式中 X_C —— C_1 、 C_2 、 C_3 的容抗， Ω ；

U ——三相电源的相电压，V；

f ——电流的频率，Hz；

C —— C_1 、 C_2 、 C_3 的电容量， μF 。

当 $I_N = 10\text{mA}$ 时，其振幅值为

$$I_{N\text{m}} = \sqrt{2} I_N = 1.41 \times 10\text{mA} = 14.1\text{mA}$$

$I_{N\text{m}}$ 也是 PC_1 中，二极管电流的最大值 $I_{D\text{m}}$ 。因为 $\text{CTR} = 2$ ，所以，晶体管电流的最大值为

$$I_{T\text{m}} = \text{CTR} \times I_{D\text{m}} = 2 \times 14.1 = 28.2\text{mA}$$

在允许范围内。

(3) VD_1

为中线的反向电流提供通路。因为可能承受的反向电压等于相电压，即 220V，振幅值为 $\sqrt{2} \times 220\text{V} = 311\text{V}$ ，故选

1N4004 型二极管，最大反向峰值电压为 400V，最大半波整流电流也是 1A。

(4) 集电极电阻 R_1

三相电源的线电压波形如图 1-19a 所示。正常情况下, 经整流桥全波整流后的电压波形如图 1-19b 中的曲线①所示, 特点是: 具有六个脉波, 没有过零点。

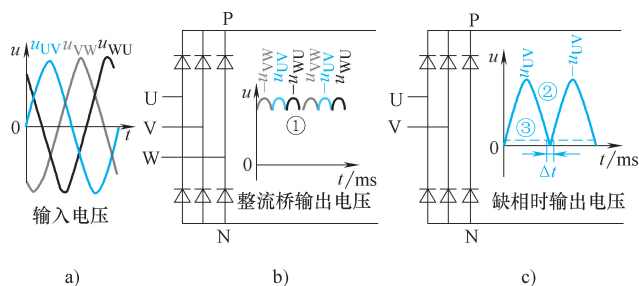


图 1-19 三相整流桥的输出电压

a) 三相电压波形 b) 整流桥的输出 c) 缺相后输出

2. 缺相时的电压波形

以 W 相缺相为例, 如图 1-19c 所示。这时, 三相整流桥变成了单相整流桥, 整流后的电压波形具有单相全波整流的特点: 所有的电压都是正方向的, 但在两个电压波之间, 具有过零点, 如曲线②所示。

1.3.2.2 缺相保护的构思

1. 保护电路要点

如图 1-20 所示:

1) 在三相电源和整流桥之间, 接入电容器 C_1 、 C_2 和 C_3 , 以限制整流桥的输出电流;

2) 用光耦合器 PC_1 来捕捉缺相时的过零点。

2. 工作原理

(1) 三相正常

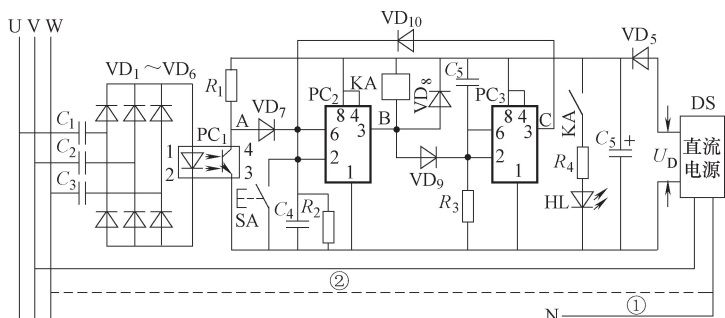


图 1-20 三相三线制的缺相保护电路

如上所述, 三相电路正常时, 整流桥的输出电压没有过零点, PC_1 的二极管部分始终有电流通过, 晶体管部分饱和导通, A 点为低电位, 时基电路 PC_2 的输

出端 B 为高电位，继电器 KA 处于失电状态。

(2) 缺相时

缺相时，整流桥的输出电压有过零点，当电压过零时，光耦合器 PC₁ 不导通，A 点变成高电位，PC₂ 的输出翻转为低电位，继电器 KA 得电，进行保护。

(3) 自锁

光耦合器选用 PC817 系列，其二极管的门槛电压（死区电压）为 1.2V，如图 1-19c 中之曲线③所示。就是说，在整流桥的输出电压小于 1.2V 的区间（如图中的 Δt 所示）内，PC₁ 处于截止状态，也就是能够检测到缺相信号的区间。由图可知，该区间所对应的时间是十分短暂的。所以，自锁环节十分重要。

自锁的方法是：当 PC₂ 的输出端（B）处于低电位时，PC₃ 的输出端（C）将翻转为高电位，反馈到 PC₂ 的输入端，使 PC₂ 的输入端保持为高电位。

(4) 复位

图 1-18 中的按钮开关 SA 就是用来复位的，当按下 SA 时，PC₂ 的输入端被强制为低电位，其输出端翻转为高电位，使继电器 KA 失电。

3. 元器件选择

和三相四线制的缺相保护器基本相同。不同之处有：

(1) 控制电源

如附近有三相电源的中线，则进线的一端接相线，另一端接中线，如图 1-20 中之①所示。

如附近没有三相电源的中线，则进线的两端分别接不同的相线，如图中之虚线②所示。这时，进线电压应为 380V。

(2) VD₁ ~ VD₆

整流桥虽然已经由电容器 C₁、C₂、C₃ 降压，但因为电容器两端的电压不能跃变，所以整流二极管承受的瞬间电压有可能达到三相线电压的振幅值： $\sqrt{2} \times 380V = 537V$ 。为保险起见，选 1N4007 二极管，其最大反向峰值电压为 700V。

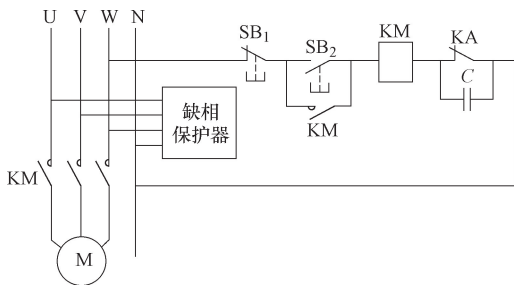


图 1-21 缺相保护器的应用

4. 应用举例

本保护器是以测定三相电压是否缺相为基础的。所以，可以应用到各种需要进行缺相保护的场合。

今以对电动机的缺相保护为例，如图 1-21 所示。当电源缺相时，继电器 KA 得电，其动断（常闭）触点断开，使接触器 KM 断电，主触点断开，从而保护

了电动机。

由于接触器线圈是大电感器件，故 KA 动断触点断开时的火花较大，如果所选继电器的触点较小的话，容易被火花烧坏，故并联电容器 C，以减小 KA 动断触点断开时的火花。实践表明，C 的电容量的选择范围约为 $(0.1 \sim 1) \mu\text{F}$ 。

小小体会

这是在分析了三相交流电路工作要点的基础上，抓住三相电路在缺相时的特征，取出缺相信号，进行控制的例子。

1.4 简易显示器

开发背景

20 世纪 90 年代，各工厂有大量的农民工，文化程度普遍较低。他们对于仪表指针的偏转范围，或者数字表的数据范围，非但难以理解，也记不住，对产品质量有一定影响。

针对上述情况，我设计制作了一种简易显示器，用彩色发光器件标示出正常区、警示区和故障区，如图 1-22 所示，非常醒目。操作者可以随时了解当时的工况，颇受工人人们的欢迎。

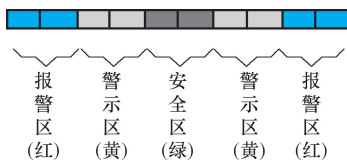


图 1-22 简易显示器

1.4.1 点-条显示器（LM3914）简介

1.4.1.1 基本功能

LM3914 是 10 位发光二极管驱动器，它可以把 $0 \sim 5\text{V}$ 输入信号转换为 10 位发光二极管进行点显示或条显示。所谓点显示，是每次只显示一个 LED；所谓条显示，是同时显示若干个 LED，成条状，如图 1-22 所示。

选用哪种显示方式，由 9 脚的接法决定：9 脚接地或悬空，为点状显示；9 脚和正电源（3 脚）相接，为条状显示。

1.4.1.2 结构要点

1. 基准电压源

LM3914 内部有一个基准电压源，电压为 1.25V ，其正、负两端分别接到 7 脚和 8 脚，如图 1-23 所示。

2. 分压电路

在 6 脚和 4 脚之间, 有一个分压电路, 由 10 个精密的分压电阻构成。6 脚和 4 脚在内部并不和其他电路相接, 处于“悬浮”状态。两者之间的电压称为基准电压 U_B , 它既可以是外部的电压源, 也可以接到内部的标准电源上。但 U_B 至少应比 3 脚上的电源电压 $V+$ 低 2V。

每一个分压电阻上的电压降都等于基准电压的十分之一 ($U_B/10$)。例如, 当 6 脚与 7 脚相接, 4 脚与 8 脚相接, 6 脚和 4 脚之间就接入了基准电压源 (1.25V) 时, 10 个分压点的电压分别是: 0.125V、

0.25V、0.375V、0.5V、0.625V、0.75V、0.875V、1.0V、1.125V、1.25V。

3. 比较器

LM3914 内部有 10 个比较器, 它们的特点是:

(1) 正相输入端

与分压电路的各分压点相接。

(2) 反相输入端

所有 10 个比较器的反相输入端都并联到一起, 和经过缓冲器放大的输入信号相接。

(3) 输出端

都接发光二极管 LED 的负极, 能直接驱动 LED。改变 7 脚和 8 脚之间的外接电阻 R 的电阻值, 就可以调节 LED 的亮度。一般来说, 比较器的输出电流大致等于 R 中电流 I_R 的 10 倍。

例如, 当 $R=1.25k\Omega$ 时, $I_R=1mA$, 则 LED 在发光时的电流为 10mA。

标准电压源的最大输出电流为 3mA, 所以 LED 在发光时的最大电流为 30mA。

1.4.1.3 工作原理

工作过程:

当输入信号低于 0.125V 时, 10 个比较器的反相端电压都低于正相端电压, 它们的输出端都是高电平, 10 个 LED 都处于熄灭状态; 当输入信号高于 0.125V

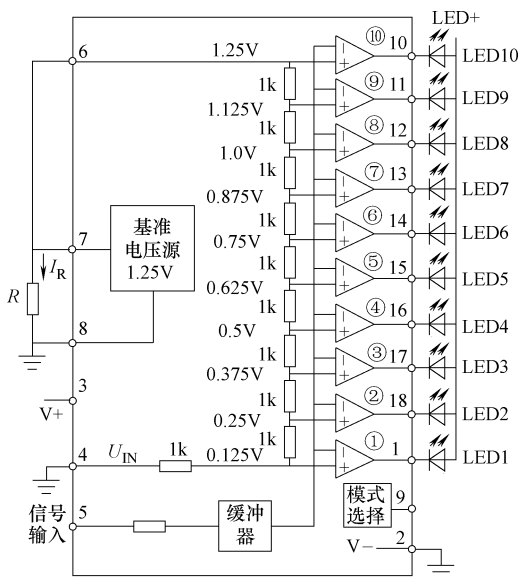


图 1-23 LM3914 内部结构

时, 比较器①的反相端电压高于正相端电压, 因而输出低电平 (1 脚), LED1 亮; 当输入信号电压高于 0.25V 时, 比较器②输出低电平 (18 脚), LED2 亮……以此类推, 当输入信号电压高于 1.25V 时, 电压比较器⑩输出低电平 (10 脚), LED10 亮。

由此看来, 6 脚和 4 脚之间的电压必须和输入信号的电压范围相一致。

当 9 脚接地或悬空时, 每次只亮一个 LED; 当 9 脚接电源 “+” 时, 则输入电压每增加一档, 点亮的 LED 也增加一个, 呈条状。

1.4.2 简易信号指示器

1.4.2.1 输入信号的处理

1. 常见的输入信号

当把 LM3914 用作简易指示器时, 其输入信号一般都来自于传感器。常见的传感器的输出电压信号有: 0~5V、0~10V、1~5V 和 2~10V 等; 电流信号有: 0~20mA 和 4~20mA。

2. 利用内部标准电源

这时, 对输入信号范围的要求是 0~1.25V。如果传感器的输出电压是 0~5V 的, 则需要用四个精密电阻进行分压, 如图 1-24a 所示。

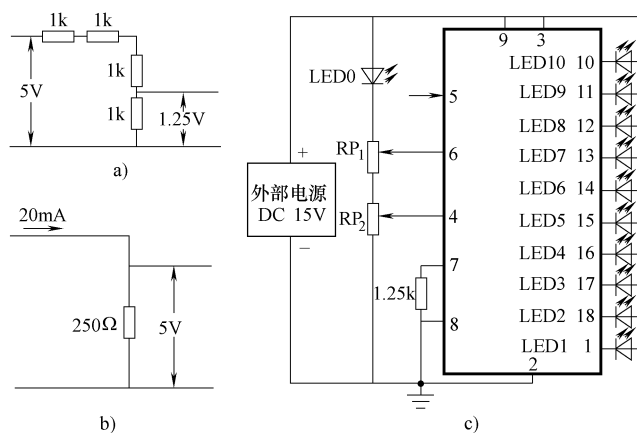


图 1-24 LM3914 的输入信号

a) 利用内部电源 b) 电流信号处理 c) 利用外部电源

1.4.2.2 对电流信号及下限为非零信号的处理

1. 电流信号的处理

先令传感器输出的电流信号通入 250Ω 电阻, 则 0~20mA 的电流信号就转变

成为 0~5V 的电压信号了,如图 1-24b 所示。而 4~20mA 的电流信号转变成 1~5V 的电压信号了。

2. 下限为非零信号的处理

所谓下限为非零信号，如 $1\sim 5\text{V}$ 中之 1V ， $4\sim 20\text{mA}$ 中的 4mA 。在这种情况下，可以在外部电源的+、-之间，接入两个互相串联的电位器，如图 1-24c 所示。 RP_1 的滑动端和 6 脚相接，以决定 6 脚的电压， RP_2 的滑动端和 4 脚相接，以决定 4 脚的电压。这样就十分灵活了。如果做成产品，就用此法，可以适应各种信号。

图 1-24c 中的 LED0 的作用有二:

- 1) 显示外部电源是否已经接通;
- 2) 满足 6 脚电压比电源电压至少低 2V 的要求, 因为 LED 的管压降一般都大于 2V。

1.4.3 LM3914 用于控制

以水位控制为例, 说明如下:

1.4.3.1 控制电路

1. 水位控制要求

某水池，水泵采用变频调速，对水位控制的要求是：

当水位超过高水位时，要求减小流量（降低运行频率）；当水位降至低水位以下时，要求加大流量（升高运行频率）；

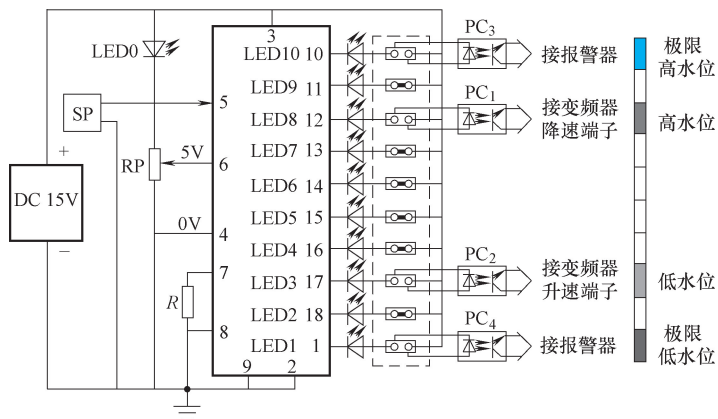


图 1-25 水位控制示例

当水位超过极限高水位，或低于极限低水位时，要求接通报警器报警。

2. 传感器特点

采用水位传感器, 输出信号为 $0\sim 5V$ 。

3. 控制要点

(1) 模式选择

如选择条状输出，在高水位时，低水位处也同样有信号，控制比较复杂，故选择点状输出，将 9 脚接地。

(2) 外部电源和基准电源

外部电源选 15V 直流电源。

因为输入信号是 0~5V 的，所以，将 4 脚接地，调节电位器 RP，使 6 脚电压为 5V。这样，就得到 5V 基准电压。

(3) 输出端

制作一个接线板，上有 10 对接线柱，如图 1-25 中的虚线框所示。不进行时，各对接线柱都用铜片短接。需要控制时，取下铜片，接入光耦合器。

1.4.3.2 电路的运行

当水位上升至所规定的高水位时，LM3914 的 12 脚为低电位，LED8 亮，同时，PC₁ 的二极管有电流通过，其晶体管将变频器的减速端子（DOWN）接通，水泵减速，流量减小，水位将逐渐下降。万一因变频器的减速端子发生故障，或因减速过慢，水位继续上升，当上升到极限高水位时，LM3914 的 10 脚为低电位，LED10 亮，同时，PC₃ 的二极管有电流通过，其晶体管接通水位过高报警电路，进行报警。

当水位下降至所规定的低水位时，LM3914 的 12 脚为低电位，LED3 亮，同时，PC₂ 的二极管有电流通过，其晶体管将变频器的加速端子（UP）接通，水泵加速，流量增大，水位将逐渐上升。万一因变频器的加速端子发生故障，或因加速过慢，水位继续下降，当下降到极限低水位时，LM3914 的 1 脚为低电位，LED1 亮，同时，PC₄ 的二极管有电流通过，其晶体管接通水位过低报警电路，进行报警。

小小体会

简易显示器的核心是 LM3914 集成芯片，而在使用 LM3914 芯片时的一个十分重要的关键，是 6 脚和 4 脚之间的电压必须和输入信号的电压范围相一致。

1.5 无触点快速制动器

开发背景

许多生产机械中，常常需要快速而准确地制动。如在万能铣床里，是通过反接制动来实现的；在炼胶机上，是利用电磁制动器来实现的……。但都存在着许多不足，或故障率高，或制动不精准，或耗能大等。无触点快速制动器则故障率

低,制动精准,且耗能很小。

1.5.1 原理与计算

1.5.1.1 需要解决的问题

1. 制动方式

电动机的能耗制动方式,是在停机时向定子绕组里通入直流电流,也叫直流制动,如图 1-26a 所示。其制动原理是:

当定子绕组里通入直流电流后,所产生的磁场是在空间不动的固定磁场,转子由于惯性继续旋转时,其绕组将切割固定磁场而产生感应电动势和感应电流,感应电流又受到磁场的作用力而形成制动转矩,如图 1-26b 所示。

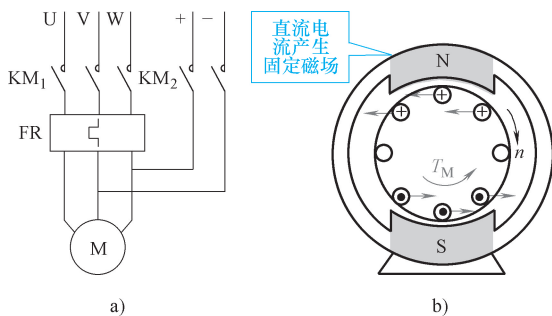


图 1-26 能耗制动的方法和原理

a) 能耗制动方法 b) 能耗制动原理

2. 必须储存足够的电能

停电时,电源没有了,由谁来提供直流电呢?只能依靠储存的电能来提供。考虑到电解电容器已能做到法拉级,使储存足够的电能成为了可能。就是说,在停电时可以由电解电容器来提供直流电流。

3. 储能电路耗电的最小化

能耗制动时,向电动机绕组里通入的直流电流是较大的,如果在制动时向电源也索取同样大的电流,则不但设备费用昂贵,消耗电能也多,并不可取。

考虑到制动的十分短促,而生产机械停机的频率一般不可能十分频繁。就是说,每两次停机之间的时间间隔通常是较长的。所以,电容器可以用很小的电流充电,实现小电流充电,大电流放电。

1.5.1.2 主电路

1. 储能元件的充放电

如上所述,主电路的核心是储能元件—电解电容器。如图 1-27 所示,SS 是低压直流电源,其输出电压 U_{D1} 的大小决定了电容器 C_1 对电动机的放电电流,所以,和电动机所要求的制动转矩有关。根据实践经验,取 $U_{D1} = 30V$,其制动转矩即已足够。

U_{D1} 通过电阻 R_1 向电容器 C_1 充电,如图中之虚线①所示。由于 R_1 的电阻值

很大,故充电电流 i_1 很小,充电时间可达 1min 以上。二极管 VD_1 用于保护 C_1 , 因为电动机的绕组会有续流电流,而电解电容器是不允许承受反方向电压的,所以, VD_1 既是电动机绕组的续流二极管,同时也对 C_1 起到了保护作用。

虚线②是电容器 C_1 通过晶闸管 VS 和二极管 VD_2 向电动机绕组放电的路径,由于电动机的等效阻抗很小,故放电电流 I_2 很大。二极管 VD_2 的作用有二:

- 1) 防止在制动瞬间,电动机的反电动势把 A 点的电位提高,影响 VS 的触发效果;
- 2) 当 C_1 放电完毕后,提高一点 A 点的电位,使 VS 两端的电压更低,确保 VS 的截止。

2. 主要元器件的选择

- 1) 电阻 R_1 : 以尽量减小充电电流,从而减小直流电源的容量为原则。

选

$$R_1 \geq 10k\Omega/0.5W$$

- 2) 电容器 C_1 : 以能够向电动机提供足够的制动电流为原则。

选

$$C_1 = 50000\mu F/100V$$

这样,充电时间常数为

$$\tau = R_1 C_1 = 10^4 \times 50000 \times 10^{-6} s = 500s = 8.3min$$

如果每次的停机时间不足 8min 的话,可通过适当减小 R_1 进行调整。

1.5.1.3 停电的采样电路

1. 基本要求

必须避免在电源电压尚未消失的状态(包括缺相)下向电动机通入直流电流。

2. 采样电路

如图 1-28 所示:

正常工作时,接触器 KM 得电,电动机侧的三相电压经 $VD_{01} \sim VD_{06}$ 全波整流后将电流 I_D 通入光耦合器 PC 的二极管中,光耦合器处于导通状态。

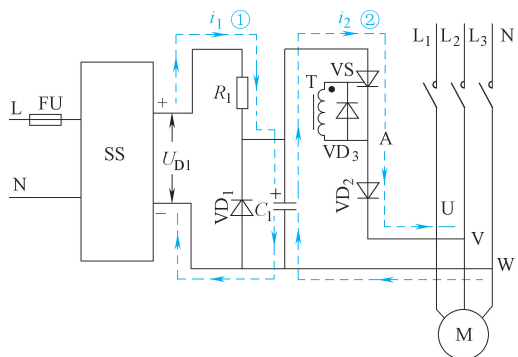


图 1-27 能耗制动主电路

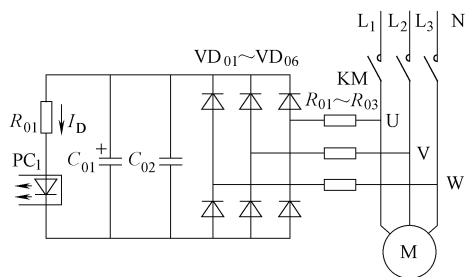


图 1-28 停电的采样电路

停机时,接触器 KM 断开,电动机侧的三相电压为 0V,光耦合器 PC 的二极管电流 $I_D = 0A$,处于截止状态。

3. 主要元器件的选择

(1) 光耦合器

选 PC817 光耦合器,其主要参数是:

二极管正向压降: $\leq 1.2V$;

二极管正向电流: $I_D \leq 50mA$;

电流传输比: 实测结果, $CTR = 200\%$;

晶体管饱和压降: $U_{CES} = 0.1V$;

晶体管电流: $I_T \leq 50mA$ 。

(2) 滤波电容器 C_{01}

C_{01} 太小,影响滤波效果;太大,又会影响停电时的反应灵敏度。今选

$$C_{01} = 100\mu F / 25V$$

(3) 抗干扰电容器 C_{02}

由于滤波用的电解电容器具有一定的分布电感,不能吸收外来的高频干扰信号。 C_{02} 就是用来吸收高频干扰信号的。可选

$$C_{02} = 0.047\mu F$$

(4) 限流电阻 $R_{01} \sim R_{03}$

限流电阻用于降低整流电路的电压,并把流入光耦合器的电流限制在允许范围内。

根据实验,选 $R_{01} \sim R_{03} = 50k\Omega$

电阻的功率选 $P_{01} \sim P_{03} = 2W$

(5) 整流二极管 $VD_{01} \sim VD_{06}$

选 1N4007,最大反向峰值电压为 100V。

1.5.1.4 晶闸管的控制电路

普通电动机的停机控制:

停机的控制电路如图 1-29 所示,控制电路的电源电压取 $U_{D2} = 15V$ 。图中的 PC_2 是晶闸管的触发集成电路, PC_2 各引脚的功能如下:

- 1 脚和 2 脚: 低压直流电源的输入端;
- 3 脚和 4 脚: 停电信号的输入端;
- 5 脚和 6 脚: 脉冲信号的输出端。

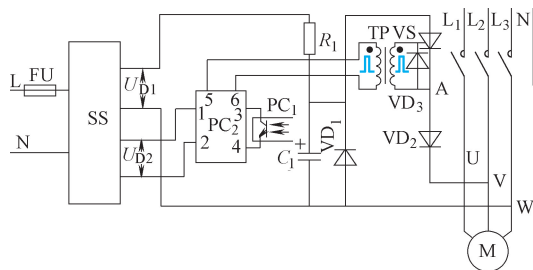


图 1-29 晶闸管的控制电路

TP 是脉冲变压器。

正常运行时, PC_1 的二极管中有电流, 晶体管导通, PC_2 的 3 脚为低电位, 5 脚和 6 脚并无脉冲输出。

停机时, PC_1 二极管中的电流突降为 0A, 晶体管截止, PC_2 的 3 脚翻转为高电位, 5 脚和 6 脚将输出脉冲信号, 并通过脉冲变压器 TP 将脉冲信号传递给晶闸管 VS 的触发极, VS 导通, 电容器 C_1 通过 VS 和 VD_2 向电动机放电, 使电动机因得到直流电流而迅速停住。

C_1 的放电过程很快就结束, UD_1 又开始通过 R_1 向 C_1 充电, 为下一次的停机做准备。

1.5.2 变频调速系统的停机控制

1.5.2.1 变频调速的工作特点

1. 变频调速的主电路

在变频调速系统中, 电网的电源线并不直接和电动机相接, 而只接至变频器的进线端 (R、S、T), 变频器的输出端 (U、V、W) 和电动机相接, 如图 1-30 所示。

2. 变频器的保护功能

当变频器发生故障 (如过电流、过电压、欠电压、过热等) 时, 变频器不再有输出电压, 电动机将停止运行。

与此同时, 变频器内部的故障继电器 TA 动作, 向外电路发出故障信号。

3. 变频器的直流制动

变频器本身也有直流制动功能, 但是, 它只能用于加快减速过程。当变频器发生故障或电源停电时, 变频器内部的直流制动将无能为力。

1.5.2.2 变频调速系统的快速制动

1. 主电路

快速制动时, 外部的直流电流只能通入到电动机去, 所以, 必须和变频器的输出端相接, 如图 1-30 所示。

2. 采样与控制

电动机进行能耗制动时, 外部的直流电压绝对不允许和变频器输出的交流电压相叠加, 否则, 不但使电动机的制动电流过大, 也容易损坏变频器。

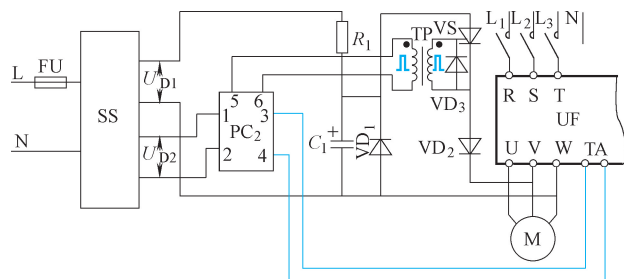


图 1-30 变频调速系统的停机控制

为此,利用变频器内部故障继电器的输出端子作为停电时的采样信号是十分理想的。一方面,使控制电路变得十分简单;另一方面,也保证了外部的直流电压是在变频器无输出的状态下通入的,如图 1-30 所示。

当变频器在关机或停电时,都将发出“欠电压”信号,令故障继电器 TA 的动合(常开)触点闭合,发出故障信号,从而可实现迅速停机。除此以外,变频器在发生无论什么故障时,都能够使电动机迅速停住。

1.5.3 快速制动器的外部接线

1.5.3.1 电动机接工频电源

如图 1-31 所示,图 1-31a 所示是电动机接工频电源时的接线图,所用快速制动器是 WKZ-I 型(通用型)。需要注意的是:制动器的电源线(L, N)应该和控制电路的电源一致,如图 1-31 中之手所指黑点所示。使 L3 缺相时,也能迅速停机。

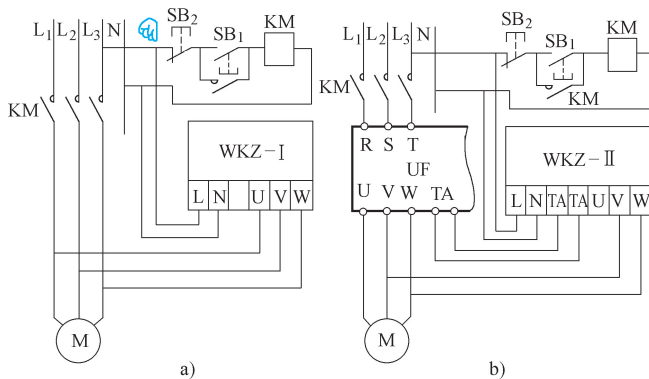


图 1-31 快速制动器的外部接线

a) 电动机接工频电源 b) 电动机接变频器

1.5.3.2 电动机接变频器

电动机接变频器后,快速制动器的接线如图 1-31b 所示,所用快速制动器是 WKZ-II 型(变频专用型)。制动器的电源线(L, N)不必和控制电路的电源一致,万一发生缺相故障时,变频器将自行发出缺相信号,使制动器动作。

1.5.3.3 应用场合

1. 应用场合

主要使用在使三相交流异步电动机迅速而准确地停住的场合,包括:

- 1) 电动机切断电源后要求迅速停机者;
- 2) 突然停电时要求迅速停机者;
- 3) 在变频调速系统中,当变频器发生故障时,要求迅速停机者。

2. 主要优点

- 1) 使用简便可靠;
- 2) 体积小;
- 3) 制动时消耗功率小;
- 4) 在电源停电瞬间, 也能快速停机。

1.5.4 和其他快速制动的比较

1.5.4.1 和电磁制动器比

1. 电磁制动器简介

电磁制动器的结构如图 1-32a 所示。

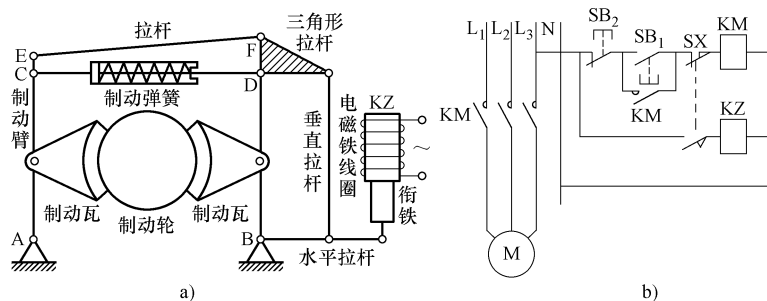


图 1-32 炼胶机的控制电路

a) 电磁制动器的结构 b) 控制电路

在线圈通电前, 制动瓦处于把制动轮抱紧的状态。

当衔铁被吸入后, 水平拉杆和垂直拉杆都向上移动, 使三角形拉杆逆时针旋转, 一方面, D 点将右移; 另一方面, 拉杆 EF 左移, C 点也随之左移, 结果, 两侧的制动瓦松开, 制动轮能够旋转。这时, 制动弹簧处于被压缩的状态。

当线圈断电后, 由于制动弹簧的作用, 又恢复为制动瓦抱紧制动轮的状态。因此, 它能够在断电的情况下使生产机械迅速地停住。

在橡胶机械中, 应用比较普遍。以炼胶机为例, 其主要控制电路如图 1-32b 所示。炼胶机从人身安全考虑, 紧急时用接近开关 (行程开关) SX 来接通电磁制动器 KZ, 使机械迅速停机。实际上, 操作工不管紧急与否, 都用 SX 来停机。

2. 主要缺点

- 1) 电磁制动器结构复杂, 体积大, 故障率高;
- 2) 电磁制动器使用次数多了, 制动轮和制动瓦之间, 常有滑动, 停机的可靠性较差;
- 3) 电磁制动器在线圈通电瞬间, 冲击电流较大, 使 SX 的触点容易损坏;
- 4) 电磁制动器在停机过程中消耗功率较大。

1.5.4.2 和反接制动比

在一些需要快速停机的生产机械中，反接制动也是常常采用的方法。以万能铣床为例，其主要控制电路如图 1-33 所示。

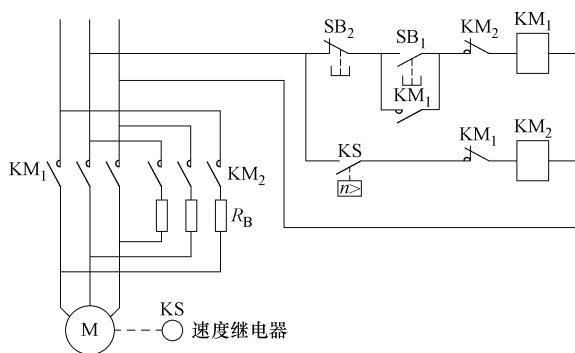


图 1-33 反接制动的控制电路

1. 反接制动的方法

制动时，令反向接触器 KM_2 得电，使电动机反向运行，在电动机从正转运行到反转运行的过程中，当速度降为 0 的瞬间，由速度继电器 KS 使 KM_2 断电。图 1-33 中，电阻 R_B 是用来减小在反接瞬间的电流的。

2. 主要缺点

- 1) 由于接触器 KM_1 的断开和 KM_2 的接通所需要的时间不可能十分准确，加以速度继电器的动作与弹簧的弹力有关，也很难十分准确。所以，反接制动在停机时常伴有轻微的正转或反转，不能可靠地停住。
- 2) 反接制动时，用于反接的接触器和速度继电器的故障率都较高。
- 3) 反接制动时，制动电阻的耗能较大。
- 4) 停电时，不能使机器迅速停住。

小小体会

本项目的原理并不复杂，难点在于储能电容器的电容量以多大为宜？直流电压又以多大为宜？要通过理论计算，将十分复杂，由于实际工作中，不允许拖延。通过由小加大，进行试验的方法，取得了成功。

1.6 电子调压器

开发背景

交流电压可以通过脉宽调制（PWM）的方式进行调节，调节后的各项指标

和普通调压器十分接近，具有推广价值。

利用此原理制作的电子调压器，取得了满意的结果。

1.6.1 PWM 调节交流电压的原理

1.6.1.1 电子调压器的主电路

1. 电路结构

如图 1-34 所示， L_1 、 N 是交流电压的输入端， L_{01} 、 N 是经过调节后的输出端， LD 是负载。为了能够调节输出电压，电流的路径必须流经能够控制电路通断的开关器件 VT 。 VT 可以采用 IGBT 管，也可以采用功率 MOSFET 管。

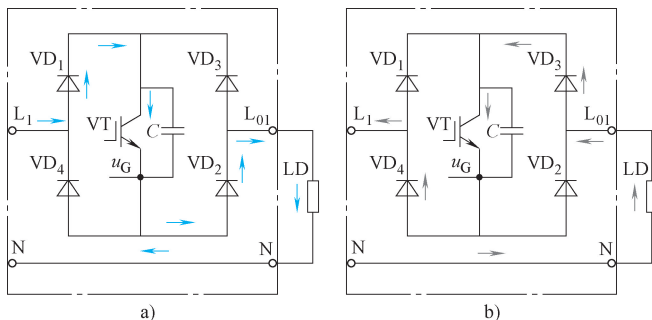


图 1-34 电子调压器的主电路

a) 正半周的电流路径 b) 负半周的电流路径

2. 电流的路径

(1) 正半周电流

在输入电压的正半周，电流从 L_1 进， N 出，电流的路径是： $L_1 \rightarrow VD_1 \rightarrow VT \rightarrow VD_2 \rightarrow L_{01} \rightarrow LD \rightarrow N$ ，如图 1-34a 所示；

(2) 负半周电流

在输入电压的负半周，电流从 N 进， L_1 出，电流的路径是： $N \rightarrow LD \rightarrow L_{01} \rightarrow VD_3 \rightarrow VT \rightarrow VD_4 \rightarrow L_1$ ，如图 1-34b 所示。

3. 电流的特点

从 L_1 和 N 之间输入的是正弦交变电流，从 L_{01} 和 N 之间输出的也是正弦交变电流，但通过 VT 的电流却是方向相同的“直流电流”，电流的通与断，要受到 VT 的控制。

1.6.1.2 脉宽调制的原理

1. 脉冲序列的占空比

如图 1-35 所示， t_p 是脉冲宽度； t_c 是脉冲周期。脉冲宽度与脉冲周期之比，称为占空比：

$$D = \frac{t_p}{t_c} \quad (1-3)$$

式中 D ——占空比;

t_p ——脉冲宽度, μs ;

t_c ——脉冲周期, μs 。

图 1-35 中的 U_G 是脉冲序列的高度, 单位是 V。

图 1-35a 所示, 是占空比较小
的情形; 图 1-35b 所示, 是占空比
较大的情形。

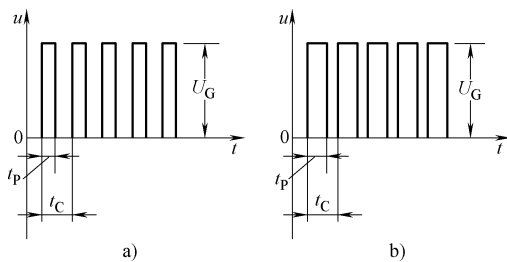


图 1-35 脉冲序列的占空比

a) 占空比较小 b) 占空比较大

2. 脉宽调制原理

脉宽调制的实质是让电流的路径处于时通时断的状态。或者说, 是把输入的正弦波电压“切割”成许多小块, 以达到改变输出平均电压的目的。

3. 脉宽调制过程

在图 1-36 中, 曲线①和曲线④是控制 VT 的脉冲信号 U_G 。当 U_G 为高电平时, VT 允许电流通过, 当 U_G 为低电平时, VT 将阻止电流通过。曲线②和曲线⑤就是被切割后输出电压的波形, 曲线③和曲线⑥是输出的平均电压。图 1-36a 是脉冲占空比较大时的情形, 图 1-36b 是脉冲占空比较小时的情形。由图可以看出, 调节控制脉冲的占空比, 就可以调节输出电压的大小。

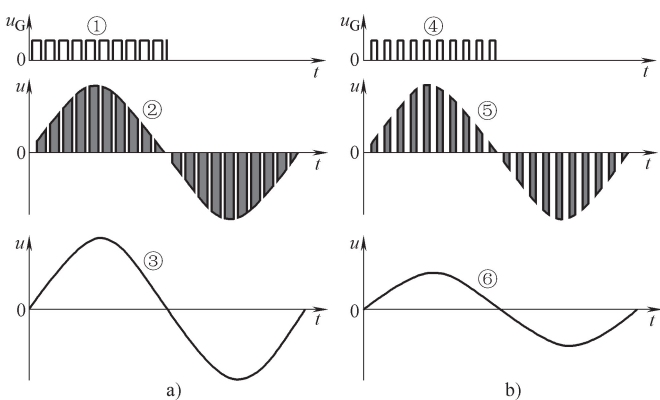


图 1-36 脉宽调制原理

a) 占空比较大 b) 占空比较小

1.6.2 脉宽调制电路

1.6.2.1 脉宽调制要点

1. 脉冲周期

在调制过程中, 所有控制脉冲的周期都相同, 并且是固定不变的。

2. 脉冲宽度

脉冲宽度是可调的。因此, 脉冲序列的占空比将随着脉冲宽度的改变而

改变。

1.6.2.2 脉宽调制电路

1. 关于时基集成电路

脉宽调制电路可以有多种形式,这里介绍的是一种比较简单的电路,其核心部件是时基集成电路(555 电路),如图 1-37 所示。图 1-37 中:

直流电源的电压取 0~12V。

4 脚是复位端,通常和 8 脚相连,接至电源的正端;1 脚接至电源的负端。

6 脚和 2 脚相连,是信号输入端;3 脚是信号输出端。当输入信号低于电源电压的 $1/3$ 时,3 脚输出高电平;当输入信号高于电源电压的 $2/3$ 时,3 脚输出低电平。

7 脚是放电端,当 3 脚输出低电平时,内部的放电晶体管导通,而当 3 脚输出高电平时,内部的放电晶体管截止。

5 脚是外部的参考电压输入端,当没有外部电压时,常通过电容器 C_2 接地。

2. 电路的工作特点

(1) 接通电源

开机时,由于电容器 C_1 两端的电压不能跃变,时基电路的输入端(A 点)为低电位,输出端(B 点)为高电位, $U_B = U_D = 12V$, VT 导通。

(2) 第一次翻转

紧接着,电源电压 U_D 将通过 R_1 、 VD_1 和 RP 的左侧(电阻值为 R_{P1})向 C_1 充电,如图 1-37 中之虚线①所示,充电过程如图 1-37b 中之曲线③所示,A 点电位 U_A 上升。当 U_A 上升到 $2U_D/3$ ($U_A = 8V$) 时,时基电路的输出端翻转为低电位, $U_B = 0V$ 。

(3) 第二次翻转

当时基电路的 3 脚为低电位时,7 脚对地的晶体管(在时基电路内部)导通, C_1 将通过 RP 的右侧(电阻值为 R_{P2})、 VD_2 和 7 脚放电,如图 1-37 中之虚线②所示,放电过程如图 1-37b 中之曲线④所示,A 点电位 U_A 下降。当 U_A 下降到 $U_D/3$ ($U_A = 4V$) 时,时基电路的输出端翻转为高电位, $U_B = 12V$ 。7 脚对地的晶体管截止, C_1 又开始充电。

(4) 占空比的调节

上述过程周而复始,就得到如图 1-37b 下部所示的脉冲序列(曲线⑤)。 C_1

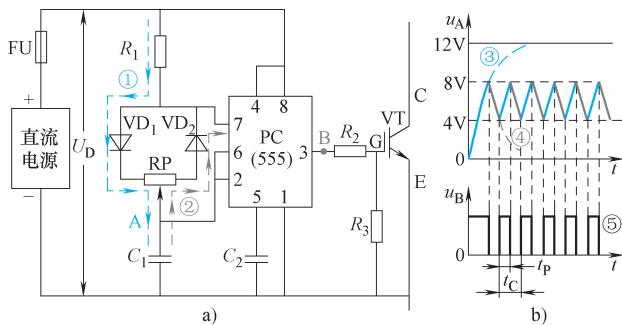


图 1-37 脉宽调制电路

a) 脉宽调制电路 b) 脉宽调制的波形

每两次重新充电之间的时间间隔 t_C 为脉冲周期，而每次从 $U_D/3$ 上升到 $2U_D/3$ 之间的时间间隔 t_P 为脉冲宽度。

当 RP 的滑动端移向左侧时， R_{P1} 减小， C_1 的充电时间缩短；而 R_{P2} 增大，放电时间延长，脉冲的占空比减小；反之，当 RP 的滑动端移向右侧时， C_1 的充电时间延长，而放电时间缩短，脉冲的占空比增大。所以，调整 RP 滑动端的位置，就调节了脉冲序列的占空比，并最终调节了输出电压。

(5) 脉冲频率

精确地推算脉冲频率比较困难，根据经验，可计算如下：

$$f_P \approx 1.44 / (R_1 C_1) \quad (1-4)$$

式中 f_P ——脉冲频率，Hz；

R_1 ——充电电阻， Ω ；

C_1 ——充、放电电容，F。

3. 元器件的选择

(1) 决定振荡频率

选择

$$f_P = 10\text{kHz}$$

(2) 电容器 C_1 、 C_2

选

$$C_1 = C_2 = 0.01\mu\text{F}$$

(3) 电阻 R_1

由式 (1-4) $R_1 = 1.44 / f_P C_1 = 1.44 / (10^4 \times 0.01 \times 10^{-6}) \Omega = 14.4\text{k}\Omega$

选标称值 $R_1 = 15\text{k}\Omega$

(4) 电位器 RP

为了使占空比的调节比较精细，RP 的电阻值应适当地大一些。

今选

$$R_P = 50\text{k}\Omega$$

(5) 电阻 R_2 、 R_3

根据 IGBT 的要求，选

$$R_2 = 200\Omega, R_3 = 10\text{k}\Omega$$

1.6.3 三相调压器

1.6.3.1 三相调压器的主电路

三相电子调压器的主电路如图 1-38 所示，图中：

R、S、T 是电源进线端子，
N 是电源中线；

U、V、W 是调节后电压的输出端；

VT_U 、 VT_V 、 VT_W 分别是控制各相占空比的开关器件，图中为 IGBT；

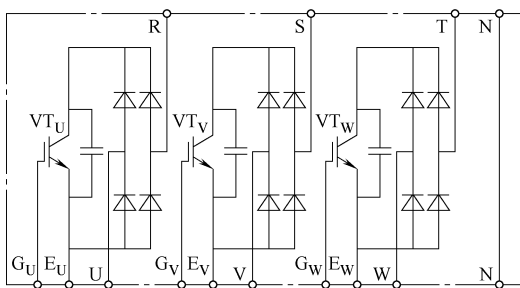


图 1-38 三相调压器的主电路

G_U 、 E_U 、 G_V 、 E_V 、 G_W 、 E_W 分别是各相 IGBT 的控制信号输入端。

1.6.3.2 三相调压器的 PWM 电路

1. 控制电源

因为三个 IGBT 管分别在电源的三相电路里，所以，三个控制电路之间，必须是互相独立的，并且，相互间必须进行良好的绝缘。如图 1-39a 所示。所以，控制电源就具有了四组互相独立的直流电源，它们分别是：

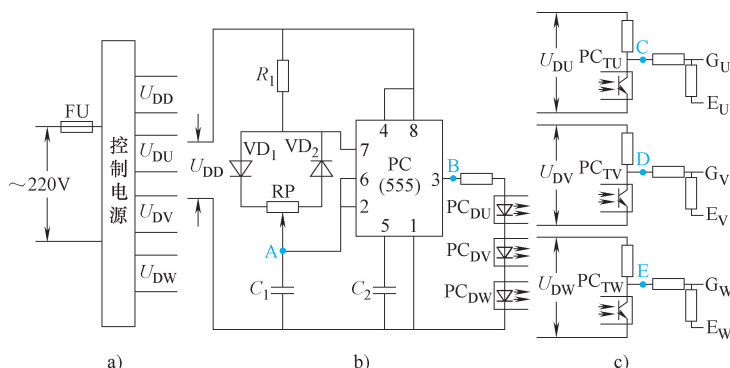


图 1-39 三相调压器的 PWM 电路

a) 控制电源 b) PWM 电路 c) 各相 IGBT 的控制电路

U_{DD} —PWM 调制电路的电源；

U_{DU} —U 相控制电路的电源；

U_{DV} —V 相控制电路的电源；

U_{DW} —W 相控制电路的电源。

2. PWM 调制电路

和单相调压器的调制电路基本相同，如图 1-39b 所示。但输出端需接三个光耦合器的二极管 PC_{DU} 、 PC_{DV} 、 PC_{DW} ，如图所示。分别用于把 PWM 调制信号传递到三相 IGBT 的控制端。

3. IGBT 控制电路

如图 1-39c 所示，当 U_B 为低电平时， PC_{DU} 、 PC_{DV} 、 PC_{DW} 和 PC_{TU} 、 PC_{TV} 、 PC_{TW} 都处于截止状态， U_C 、 U_D 、 U_E 都为高电平， VT_U 、 VT_V 、 VT_W 同时导通；

U_C 、 U_D 、 U_E 都为高电平， VT_U 、 VT_V 、 VT_W 同时导通；

当 U_B 为高电平时， PC_{DU} 、 PC_{DV} 、 PC_{DW} 和 PC_{TU} 、 PC_{TV} 、 PC_{TW} 都处于导通状态， U_C 、 U_D 、 U_E 都为低电平， VT_U 、 VT_V 、 VT_W 同时截止。

所以，当时基集成电路产生 PWM 调制波时，三相调压器的输出电压如图 1-40a 所示，而平均电压的波形则如图 1-40b 所示。改变控制脉冲序列的占空比，

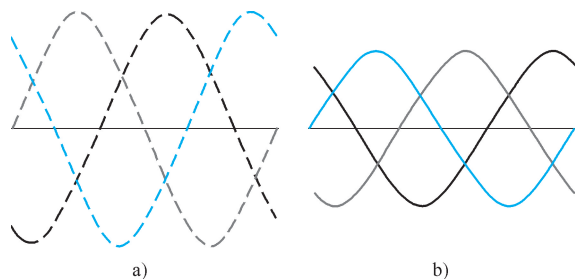


图 1-40 三相电子调压器的输出波形

a) 实际电压波形 b) 平均电压波形

也就调节了三相调压器的输出平均电压。

小小体会

此产品最早用于力矩电动机的调压调速上。在接到任务的初期，曾使用双向晶闸管来调节交流电压，但故障率较高，后来采用了 PWM 方式后，非但故障率很低，且电动机的调速性能也有所改善。

1.7 大功率无触点开关

开发背景

应某钢厂之求，我设计并制作了多台无触点开关。该厂工程师对双向晶闸管的可靠性有所怀疑，要求不采用。实际上，市场上也买不到大电流的双向晶闸管。我于是用两个单向晶闸管作为基本开关器件，取得了成功。后来，又有其他单位也要求制作，我在已经取得了经验之后，对主电路进行了两次改进，今介绍如下。

1.7.1 晶闸管反并联电路

1.7.1.1 电路结构

1. 主电路

如图 1-41 所示，晶闸管 VT_1 和 VT_2 反并联，构成一相的开关器件。电阻 R_2 和电容 C_2 串联，用于吸收外部的干扰脉冲。

2. 晶闸管的触发

晶闸管的触发由继电器 KA 控制。今以 R—U 相为例，说明如下：

在电源的正半周，当 KA 闭合后，正向电源通过 VD_1 向 C_1 充电，并触发

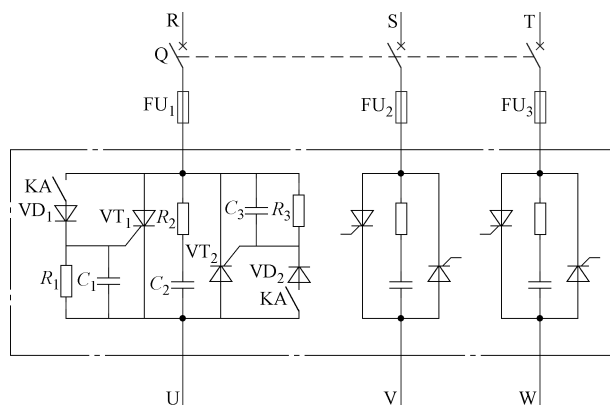


图 1-41 晶闸管反并联电路

VT_1 ，使之导通。 VT_2 则处于反向阻断状态；

在电源的负半周，当 KA 闭合后，反向电源通过 VD_2 向 C_3 充电，并触发 VT_2 ，使之导通。 VT_1 则处于反向阻断状态。

S—V 相和 T—W 相与此相同。

1. 7. 1. 2 输出电压波形与控制电路

1. 输出电压波形

输出电压的波形如图 1-42a 所示，图中的 Δt_1 和 Δt_2 是电容器 C_1 和 C_3 充电至晶闸管导通所需时间。为清楚起见，图中所画有所夸大。

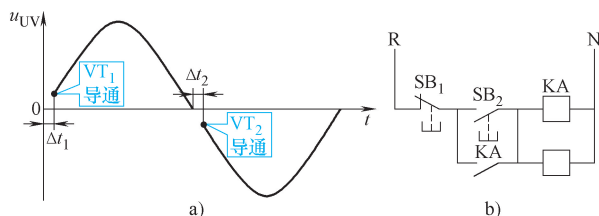


图 1-42 输出电压波形与控制电路

a) 输出电压波形 b) 控制电路

图 1-42a 说明，输出电压是稍有缺损的正弦波，但因 Δt_1 和 Δt_2 都十分微小，在实际工作中不影响使用。

2. 控制电路

因为每一相需要用两个继电器的动合（常开）触点，三相共需六个。而常用的控制继电器一般都没有那么多触点，故采用两个继电器，成为了一个小缺点。

1. 7. 2 晶闸管和二极管反并联

1. 7. 2. 1 电路结构

1. 主电路

如图 1-43 所示，和晶闸管 VT_1 反并联的 VT_2 ，改由二极管代替。

2. 电路的工况

晶闸管 VT_1 的触发与图 1-41 完全相同。

在电源的正半周，当 KA 闭合后，正向电源通过 VD_1 向 C_1 充电，并触发 VT_1 ，使之导通。 VT_2 则处于反向阻断状态；

在电源的负半周，反向二极管导通。 VT_1 则处于反向阻断状态。

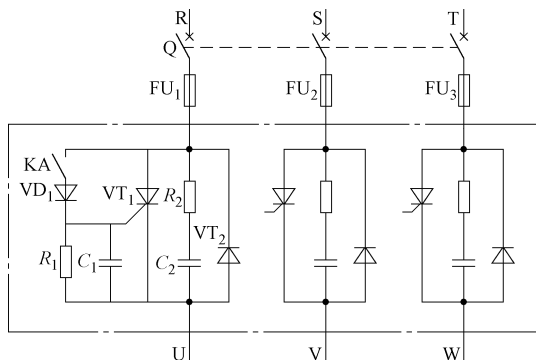


图 1-43 晶闸管和二极管反并联

1.7.2.2 输出电压波形与控制电路

1. 输出电压波形

输出电压的波形如图 1-44a 所示，和图 1-42a 基本相同。但因二极管并不需要触发，所以， Δt_2 比 Δt_1 小。缺点是正、负半周的波形不完全对称。但在实际工作中不影响使用。

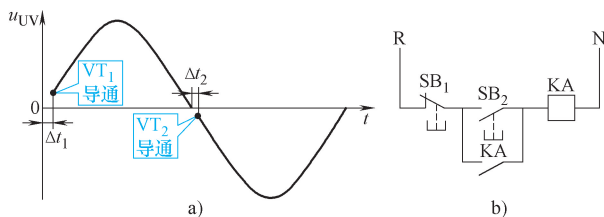


图 1-44 输出电压波形与控制电路

a) 输出电压波形 b) 控制电路

2. 控制电路

与图 1-42b 基本相同，因每相只需一对触点，三相共需三对触点，故只用一个继电器就可以了。

1.7.3 晶闸管控制极对接

1.7.3.1 电路结构

1. 主电路

如图 1-45 所示，把两个反并联晶闸管 VT_1 和 VT_2 的控制极对接起来，由继电器 KA 进行控制。

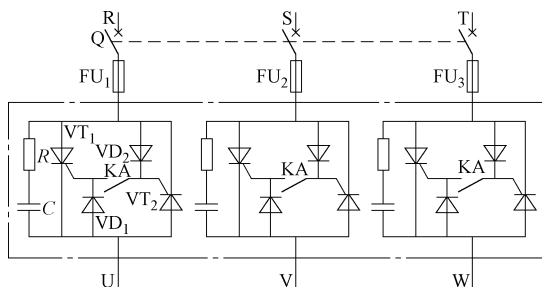


图 1-45 晶闸管控制极对接电路

2. 电路的工况

(1) KA 断开

晶闸管 VT_1 和 VT_2 都不触发, 电路处于关断状态。

(2) KA 闭合

在电源的正半周, 电源通过 VD_2 触发 VT_1 , 使之导通, VT_2 处于反向阻断状态;

在电源的负半周, 电源通过 VD_1 触发 VT_2 , 使之导通, VT_1 处于反向阻断状态。

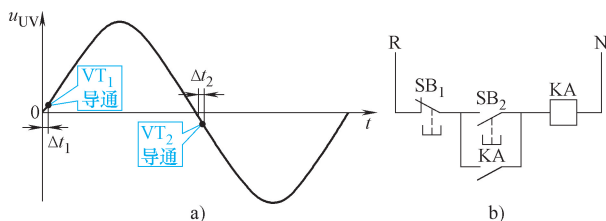


图 1-46 输出电压波形与控制电路

a) 输出电压波形 b) 控制电路

1.7.3.2 输出电压波形与控制电路

1. 输出电压波形

输出电压的波形如图 1-46a 所示, 和图 1-42a 基本相同。但因二极管 VD_1 和 VD_2 并不需要触发, 所以, Δt_1 和 Δt_2 都比较小。

由此可见, 这种接法非但电路简单, 且所得电压波形也最好, 是一种值得推广的好方法。

2. 控制电路

与图 1-44b 完全相同。

小小体会

在第一个方案取得成功后, 本以为电路简单可靠, 已经比较完美了。没想到, 只要开动脑筋, 居然还能一次又一次地取得进步。可见, 凡事都不应自满, 应该不断地挖掘潜力。

第2章 维修小经验

2.1 巧修隔离变压器

维修背景

新华印刷厂正在加紧印刷重要文献之时，一台原东德进口的印刷机发生了故障，控制电路里的一台变压器烧得面目全非。厂里请市变压器厂修理，变压器厂摇头；又拿到多家电器修理店去，也都说修不了，任务又十分紧急。我到厂后，拿起控制电路图一看，原来是一台隔离变压器，电压比是1:1的。只用了十分钟，机器就运转起来了。不几日，变压器也修好了。

2.1.1 机器运行的临时措施

2.1.1.1 故障状况及原因

1. 故障状况

变压器已经完全烧糊，多层线圈都已烧断，说明变压器的二次侧发生了短路。全面检查之后，发现有一个用作过电压保护的硒堆被击穿了。

2. 故障原因

有一位电工师傅回忆说，故障是在一次打雷后发生的。我分析，雷电首先把硒堆击穿，使变压器二次侧对地短路。所以，变压器的烧损十分严重。

2.1.1.2 采取应急措施

1. 应急措施要点

- 1) 一次侧和二次侧之间的电压比是1:1的；
- 2) 一次侧和二次侧之间应该隔离。

2. 具体措施

我请厂里的电工师傅拿两台照明变压器来，这是各种生产机械上都要用到的，工厂里一般都有备货。

电工师傅问：“50VA的行不行”？

我略算了一算：50VA、220/36V的照明变压器一次侧的额定电流是：

$$I_{1N} = 50\text{VA}/220\text{V} = 0.22\text{A} = 220\text{mA}$$

又对照图纸，估算其负载电流后，回答说：“可以”。

我把两台变压器的二次侧对接, 先由第一台变压器把 220V 的电压变换成 36V, 再由第二台变压器把 36V 变换成 220V, 如图 2-1 所示。这就实现了 220V/220V 的 1:1 变换, 并进行了两次隔离。

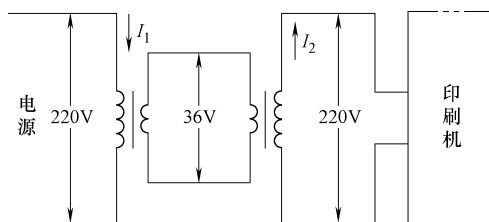


图 2-1 两台照明变压器代替隔离变压器

当把两台变压器接入电路后, 印刷机就运转起来了。

2.1.2 修理变压器

2.1.2.1 基本要点

1. 关于线圈的数据

据了解, 变压器厂和一些修理部之所以不愿修理, 有两个原因:

1) 那台变压器的线圈已经烧断了许多层, 并且导线细, 匝数多。要了解其原来的匝数, 是十分困难的, 甚至是不可能的。

2) 东德的线规和中国的不一样, 国内买不到线径相同的导线。

我说, 没有必要一定要按照原来的匝数进行修复, 只要满足两个基本要点即可:

- 1) 电压比是 1:1 的;
- 2) 导线的粗细和原来的接近, 可以略粗。

因此, 我让厂里的电工把已经烧坏了的线圈拆掉。

2.1.2.2 变压器的运行特点

针对电工师傅们疑惑的目光, 我讲解了变压器的运行特点:

1. 二次绕组开路

如果二次绕组开路, 则相当于变压器的铁心柱上只有一次绕组, 该绕组只起到一个大电感的作用, 如图 2-2a 所示。绕组里的电流取决于:

$$I_1 = U_1 / X_L \quad (2-1)$$

式中 I_1 ——一次绕组的电流, A;

U_1 ——电源电压, V;

X_L ——一次绕组的感抗, Ω 。

当绕组的匝数很多时, 感抗很大, 电流是很小的, 绝不会烧线圈。

2. 二次绕组接负载

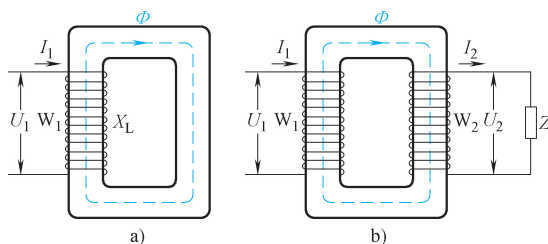


图 2-2 变压器的要点

a) 只有一个绕组 b) 两侧都有绕组

当二次绕组与负载相接时,根据变压器的原理,一次侧电流 I_1 和二次侧电流 I_2 之间的关系是:

$$\dot{I}_1 = \dot{I}_2 + \dot{I}_0 \approx \dot{I}_2 \quad (2-2)$$

式中 I_2 ——变压器的二次侧电流, A;

I_0 ——变压器的励磁电流, A。

变压器的励磁电流很小,只占额定电流的 10% 左右,可以忽略不计。所以,变压器一次电流的大小主要取决于二次侧的负载:

$$I_1 \approx I_2 = U_2 / Z \quad (2-3)$$

式中 U_2 ——变压器二次侧的电压, V;

Z ——负载的阻抗, Ω 。

电工师傅们用万用表实际测量了图 2-1 中的电流 I_1 和 I_2 。

2.1.2.3 修理步骤

根据以上特点,我的修理步骤是:

1. 决定线径

原来烧坏的变压器的线径是可以测出的。根据已经测量的隔离变压器的工作电流,再翻阅《电工手册》,发现原来线径的裕量很小。我于是将线径的规格加大了一挡。

2. 决定绕组匝数

该变压器是心式结构的,如图 2-3 所示。如前所述,即使任意地绕制足够多的匝数,也不会过电流,故只需根据铁心窗口的大小和导线的线径,就可以计算出绕组的匝数。

因为电压比是 1:1 的,一次侧的电流和二次侧的电流基本相等。所以,只需绕制两个完全相同的绕组,分别套在两个铁心柱上就可以了。

修好后,又拿到变压器厂进行浸漆和烘干。再把两台照明变压器替换下来,以后就再也没有发生过故障。

小小体会

重绕变压器时,即使不知道原始数据,只要知道其变压比和二次侧的负载电流,是可以根据变压器的原理另行设计的。

2.2 巧用桥形电路

巧用背景

1974 年,宜昌市组织了一次生产印染机的大会战。及至机械生产出来,准

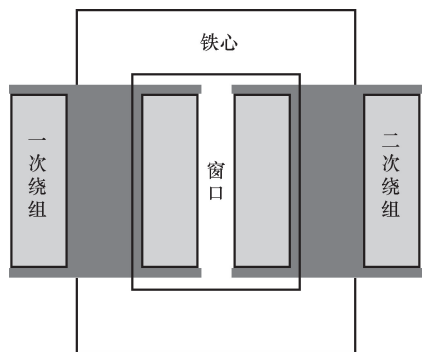


图 2-3 心式变压器的结构

备“十一”献礼时，却“万事俱备，只欠东风”：在上海定做的 700Ω 的磁盘变阻器短期内无法到货，本地只能买到 $70\times 2\Omega$ 的瓷盘变阻器。

该瓷盘变阻器用于调节直流电动机的励磁电流。我于是设计了一个桥形电路，就用 $70\times 2\Omega$ 的瓷盘变阻器，也满足了励磁电流的调节范围，实现了“十一”献礼。

2.2.1 原设计概要

2.2.1.1 多单元同步控制简介

1. 印染机简介

该印染机有五个单元，分别是：打底、烘干、显色、平洗、再烘干等。各单元分别由直流电动机 $M_1 \sim M_5$ 拖动，如图 2-4 所示。

被加工的布在五个单元里行进的过程中，要求布的线速度完全一致：

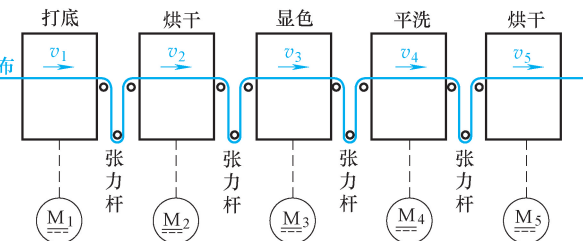


图 2-4 印染机示意图

$$v_1 = v_2 = v_3 = v_4 = v_5$$

如图 2-4 所示。如果 $v_3 < v_2$ ，则正在加工的布必将在烘干和显色之间堆积起来；反之，如果 $v_3 > v_2$ ，则在烘干和显色之间的布必将被绷得紧紧的，甚至被撕断。图中的张力杆就是用来反映各单元布速的差异的。

2. 直流电动机同步拖动系统

(1) 同步调速

五台直流电动机的电枢互相并联，接到同一个可调直流电源上，如图 2-5a 所示。这样，各单元的转速实现了统一调整（简称统调），即一起加速，一直减速。

(2) 各台的微调

由于各单元电动机的容量并不相同，各单元电动机的负载率和传动比也都不一样，各电动机的机械特性也不可能完全一致。所以，即使各单元是一起加速，一起减速，但各单元的布速仍会有差异。所以，各单元电动机的转速都必须能够单独进行微调。

图 2-5b 所示，是各直流电动机的励磁电路，图中的 $WF_1 \sim WF_5$ 是各电动机的励磁绕组； $R_{X1} \sim R_{X5}$ 是用于调整励磁电流的可变电阻，由于其滑动端子处于不断调整的状态，容易磨损，故选用容量大，比较耐磨的磁盘变阻器； $R_{A1} \sim R_{A5}$ 是用于使数据标称化的垫补电阻。当各单元的布速不同步时，通过调整 $R_{X1} \sim R_{X5}$ ，

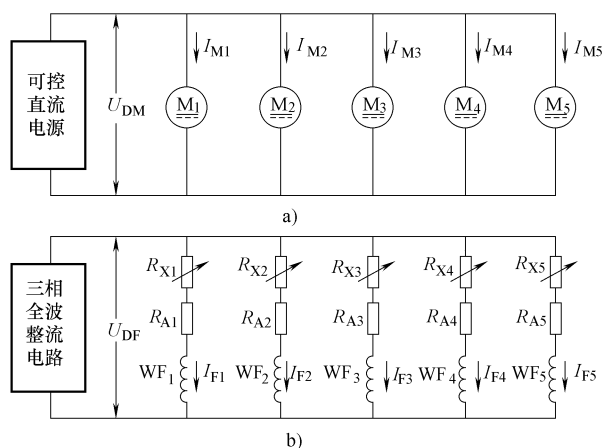


图 2-5 直流电动机的同步拖动系统

a) 电枢电路 b) 励磁电路

对转速进行微调。

2.2.1.2 同步控制的实施

1. 张力杆与磁盘变阻器的联系

如图 2-6a 所示，1、2、3、4 都是链轮，5 是张力杆。张力杆是和链条连接在一起的，假设 v_1 是前一单元的线速度， v_2 是后一单元的线速度。则当 $v_2 < v_1$ 时，张力杆必下降；反之，如 $v_2 > v_1$ ，张力杆必上升。张力杆的升降将带动链轮 1 旋转，并通过链轮 3 带动链轮 4 旋转，链轮 4 又带动磁盘变阻器的滑动触点旋转，从而改变了 R_X 的电阻值，调整了励磁电流，如图 2-6b 所示。

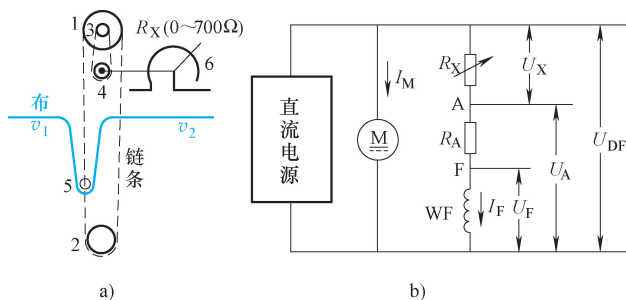


图 2-6 同步控制的实施

a) 张力杆与磁盘变阻器的联系 b) 励磁电路

2. 励磁电路的解析

(1) 励磁电路的电源

励磁电路的电源是电压不变的直流电源，将三相交流电源经全波整流并滤波后调整为 160V 的稳定直流电压：

$$U_{DF} = 160V$$

(2) R_A 的取值

R_A 的大小可通过分析极限状态 $R_X = 0$ 时的数据来决定：

当 $R_X = 0$ 时，励磁电流最大，根据要求，应等于额定励磁电流的 80%，即

$$I_{FMAX} = 0.8 I_{FN}$$

式中 I_{FMAX} ——最大励磁电流，A；

I_{FN} ——额定励磁电流，A。

又， $U_A = U_{DF} = 160V$ ，故有：

$$I_{FMAX} = U_A / (R_A + R_F) = 0.8 I_{FN}$$

$$R_A + R_F = 160 / I_{FMAX} = 160 / I_{FN} \quad (2-4)$$

式中 R_A ——垫补电阻， Ω ；

R_F ——励磁绕组的电阻， Ω 。

R_F 可通过实测得到， I_{FN} 是电动机的铭牌数据。

由式 (2-4) 可以决定 R_A 的电阻值：

$$R_A = 160 / I_{FN} - R_F \quad (2-5)$$

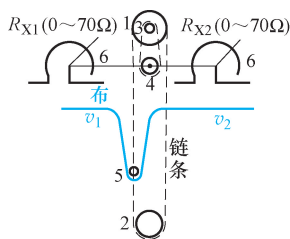


图 2-7 实购磁盘变阻器

2.2.2 问题与思考

2.2.2.1 存在问题

按图样要求， R_X 选用 $0 \sim 700\Omega$ 的磁盘变阻器。但市场上只能买到 $2 \times 70\Omega$ 的磁盘变阻器，由两个 $0 \sim 70\Omega$ 的磁盘变阻器组装在一起，它们的滑动端子同时转动，如图 2-7 所示。很明显，电阻值远远不够，即使把两个磁盘变阻器串联起来，也只有 $0 \sim 140\Omega$ ，只有所要求电阻值的五分之一。

2.2.2.2 思考与解析

1. 磁盘变阻器的作用

在图 2-6 中，磁盘变阻器是和励磁绕组串联的，其作用是通过改变 R_X 上的电压降来改变励磁绕组得到的电压。当 R_X 在 $0 \sim 700\Omega$ 的范围内变化时，励磁绕组得到的电压将在所要求的范围内变化：

$$U_F = (0.3 \sim 0.8) U_{DF}$$

在这里，一个很重要的特点是：流过磁盘变阻器的电流就是励磁电流 I_F 。

2. 用桥形电路调节电流

(1) 桥形电路的特点

桥形电路的结构如图 2-8a 所示。

首先, 假设 $R_{P1}=R_{P2}=0\Omega$, $R_{P3}=R_{P4}\neq 0$, 则负载电流 I_Z 为

$$I_Z = U_{DF}/R_Z$$

式中 I_Z ——负载 Z 中的电流, A;

U_{DF} ——直流电压, V;

R_Z ——负载的电阻值, Ω 。

其次, 假设 $R_{P1}=R_{P2}\neq 0$, $R_{P3}=R_{P4}=0\Omega$, 则负载电流 I_Z 为

$$I_Z = -U_{DF}/R_Z$$

可见, 适当调节 R_{P1} 、 R_{P2} 、 R_{P3} 、 R_{P4} 的电阻值, 负载电流的极限调节范围可以是:

$$-U_{DF}/R_Z \sim +U_{DF}/R_Z$$

(2) 励磁电流的调节电路

将励磁绕组作为桥形电路的负载, 接在两个中点之间; 由于并不需要反方向电流, 故将图 2-8a 中的 R_{P3} 和 R_{P4} 改为固定电阻 R_B ; 用磁盘变阻器 R_X 代替图 2-8a 中的 R_{P1} 和 R_{P2} ; 因为 R_X 的最大值只有 70Ω , 故串联一个补偿电阻 R_A 。

3. 桥形电路的计算

根据《电工量计》的知识, 在图 2-8b 所示的桥形电路中, 求励磁电流的公式是:

$$I_F = \frac{U_{DF} [R_B^2 - (R_A + R_X)^2]}{R_F (R_B + R_A + R_X)^2 + 2R_B (R_X + R_A) (R_B + R_A + R_X)} \quad (2-6)$$

式中 I_F ——励磁电流, A;

U_{DF} ——励磁回路的电源电压, V;

R_B ——平衡桥臂的电阻, Ω ;

R_X ——磁盘变阻器的电阻, Ω ;

R_A ——磁盘变阻器的补偿电阻, Ω ;

R_F ——励磁绕组的电阻, Ω 。

根据要求, 当 $R_X=0$ 时, $I_F=0.8I_{FN}$; $R_X=70\Omega$ 时, $I_F=0.3I_{FN}$, 则有:

$$0.8I_{FN} = \frac{U_{DF} (R_B^2 - R_A^2)}{R_F (R_B + R_A)^2 + 2R_B R_A (R_B + R_A)} = \frac{U_{DF} (R_B - R_A)}{R_F (R_B + R_A) + 2R_B R_A} \quad (2-7)$$

$$0.3I_{FN} = \frac{U_{DF} [R_B - (R_A + R_X)]}{R_F (R_B + R_A + R_X) + 2R_B (R_A + R_X)} = \frac{U_{DF} [R_B - (R_A + 70)]}{R_F (R_B + R_A + 70) + 2R_B (R_A + 70)} \quad (2-8)$$

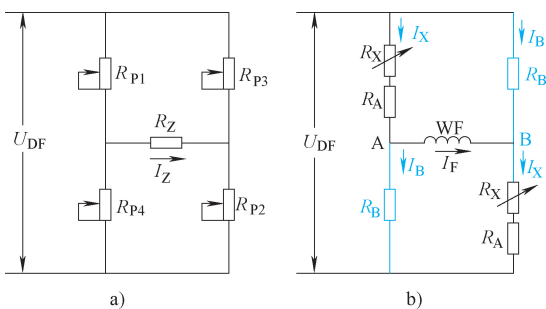


图 2-8 用小电阻得到大压降

a) 桥形电路的结构 b) 用桥形电路调节电流

解联立方程式 (2-7) 和式 (2-8), 可求出 R_A 和 R_B 。

小小体会

桥形电路的计算十分繁杂。我在讲授“电工量计”课的这一内容时, 颇费神思: 如果按照教科书的编排去讲, 必将枯燥而乏味。我于是通过两个极限状态, 来说明适当选择四个桥臂的参数, 对角电路里的电流是可以在较大范围内进行调节的。有了这样的认识后, 再逐步进行推导, 学生们听起来就不枯燥了。

没想到, 这个概念居然在实际工作中用到了。由此可见, 对于一个复杂的电路, 了解电流的变化规律是多么的重要。

2.3 只响一下的电铃

维修背景

自行车内胎生产的最后一道工序, 是进行硫化, 每次硫化时间是 4 分钟。为了便于工人准确掌握时间, 保证产品质量, 应车间主任的要求, 厂里电工为每台硫化机安装了一个时间继电器和一个电铃, 以便提示。

时间继电器倒是准确地提示了, 但电铃一经响起, 就不再停息, 车间里响起了一片电铃声, 工人们纷纷“掩耳堵铃”, 喊: “吵死人了!”

车间主任要求说: “电铃只需响‘滴铃’一声就可以了, 不要响个不停”, 于是找到了我。

2.3.1 本厂电工的方案

2.3.1.1 硫化工艺简介

内胎硫化的过程, 就是让“生胎”在模具内加热的过程。模具分上、下两半, 以便放入“生胎”。模具内通入蒸汽, 所以是热的。当上、下两半合模后, 需要向生胎内充入压缩空气, 使之紧贴模具而受热。这时, 时间继电器开始计时, 当硫化结束时, 时间继电器控制电磁阀, 排除胎内的压缩空气, 操作工必须等胎内的压缩空气排除干净后才能开模, 这大约需要十几秒钟时间。由于开始排气时没有明显的提示, 操作工常不能准确地掌握开模的时间, 影响产品质量。为此, 车间主任向电工班提出要求, 每台硫化机上装一个电铃, 在硫化结束时进行提示。

2.3.1.2 本厂电工的方案

1. 方案简介

本厂的电工师傅们想得比较简单, 以为只需从硫化机“合模”, 开始硫

化时起, 延时 4min, 让电铃响起来就可以了。所以, 他们的方案如图 2-9 所示。

图 2-9 中, 触点 KA 是硫化机的“合模”信号。KA 闭合后, 电磁阀 YY 得电打开, 向内胎里充入压缩空气, 开始硫化。与此同时, 时间继电器 KT 得电, 开始计时。当延时 4min 后, 其常闭触点 KT-1 断开, 电磁阀 YY 失电, 释放压缩空气; 与此同时, 时间继电器的常开触头 KT-2 闭合, 接通电铃, 进行提示。KM₂ 是“开模”接触器的接点, 当操作工听到铃声, 进行开模时, KT 失电, 电铃终止。

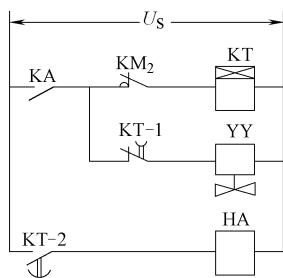


图 2-9 提示电铃的原始方案

2. 存在问题

从逻辑上讲, 上述电路并不存在问题。但因为在硫化结束, 电铃响起时, 操作工必须等胎内的压缩空气排除到一定程度, 才能开模, 这需要十几秒钟时间。车间里共有二十余台硫化机, 每台都要装电铃。于是, 在这十几秒钟时间内, 二十余台硫化机的电铃相继响起, 车间里一片电铃声, 变成了令人讨厌的噪声。车间主任要求: 电铃不响这么长时间, 只需响“滴铃”一声就可以了。

2.3.2 只响一下的电铃

2.3.2.1 我的思考

我回忆起了在讲授《电工基础》课时, 制作电容器充、放电示教板的经历。

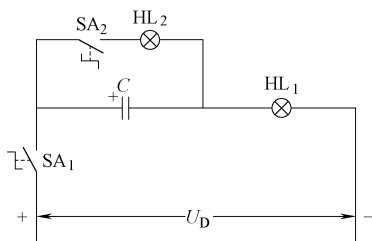


图 2-10 电容器充放电试验

如图 2-10 所示, 电源电压采用 200V 直流电压。令转换开关 SA₂ 断开, SA₁ 闭合, 电容器 C 充电, 则 SA₁ 刚闭合时, 白炽灯 HL₁ 将发光, 但随着电容器 C 的电荷的不断积累, HL₁ 将越来越暗。当 C 充电完毕后, 电路处于断路状态, HL₁ 熄灭。

这时, 断开 SA₁, 而合上 SA₂, 电容器 C 向 HL₂ 放电, HL₂ 亮, 随着 C 上电荷的减少, HL₂ 将越来越暗, 直至熄灭。

C 的电容量越大, HL 亮的时间越长; 反之, 如果 C 的电容量较小时, 白炽灯只是闪烁一下而已。

实践表明, 如白炽灯选 220V/10W, 电容器选 2000μF 时, 充、放电的效果将比较明显。

显然, 如果把白炽灯 HL 换成电铃, 而 C 的电容量又不大的话, 电铃就可以

只响很短暂的一声了。

2.3.2.2 交流电路里的充电电路

硫化机控制电路的电源是单相交流电,电容器在交流电路里,只是增加了容抗,并不能简单地充电。如何使电容器进行直流充电呢?

我设计了一个桥形整流电路,如图 2-11 所示:

在电源电压的正半周,电流的路径是:电源“+”→A点→VD₁→B点→C充电→C点→VD₂→D点→电源“-”;

在电源电压的负半周,电流的路径是:电源“+”→D点→VD₄→B点→C充电→C点→VD₃→A点→电源“-”。

可见,在电源的正、负半周,电容器 C 上所充的电都是上“+”下“-”。当 C 上的电压接近于电源电压的振幅值时,电容器不再充电,电流为 0。

2.3.2.3 只响一下的电铃电路

1. 电路特点

把上述的桥形充电电路插入到电铃电路里,如图 2-12 所示。当时间继电器 KT 的触点闭合后,电容器 C 开始充电,电路里有电流,电铃响。当电容器 C 充电完毕后,整流桥处于断路状态,电铃就不响了。电阻 R 是电容器的放电电阻。当时间继电器的触点断开后,电容器将向电阻 R 放电,以准备下一次的作。

2. 参数的确定

(1) 电容器 C 的电容量

实践结果,选 $C = 10\mu\text{F}$ 就可以满足要求了。这是因为,电铃的线圈是一个大电感,其额定电流较小的缘故。但电容器的耐压应大于 400V。

(2) 电阻 R 的阻值

电容器充电完毕后,电阻 R 和电铃处于串联状态,这时,电铃里的电流应远小于其工作电流,实践经验表明,取 $R = 100\text{k}\Omega/0.5\text{W}$ 是适宜的。

小小体会

利用电容器的充电过程来满足电路短暂通电的要求,在实际工作中,是常常遇到的。而桥形充电电路的实质,是桥形整流电路的一种特殊应用。

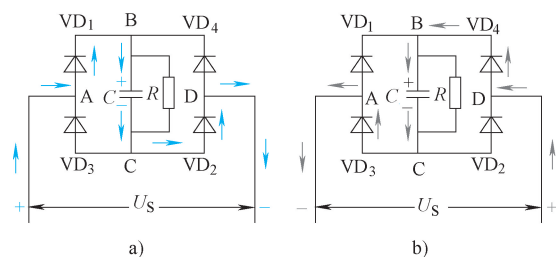


图 2-11 桥形充电电路

a) 电源电压的正半周 b) 电源电压的负半周

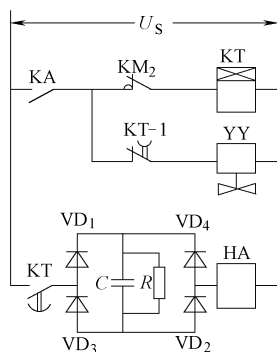


图 2-12 只响一下的电铃

2.4 削波电路的修复

维修背景

某厂锅炉的输煤机，由直流电动机拖动，其晶闸管无级调速装置发生了故障，有一个整流二极管总“烧”。

到厂后，电工打开图样，指出了总烧的二极管的位置。我看了图样后，就把目光盯在了降压变压器的对地绝缘上。到现场一量，果然，那台变压器的对地绝缘电阻几乎为0，不能用了。我用照明变压器代替，机器就运转起来了。

2.4.1 基本判断

2.4.1.1 现象与判断

1. 故障现象

降压变压器的二次侧经全波整流后向后面的削波电路提供电源。每次启动时，电动机能工作，但运行一段时间后就停机了。机器新到时，每次还能运行一两天，后来，运行时间越来越短了。

2. 检查结果

有一个二极管烧坏了，并且，每次故障，都烧坏同一个二极管，如图 2-13a 中之 VD_2 所示。

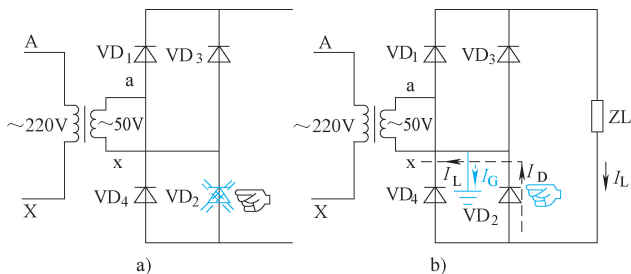


图 2-13 整流桥的故障判断

a) 故障现象 b) 原因分析

2.4.1.2 原因分析

这种现象之所以发生，是变压器的二次侧对地绝缘损坏的结果。如图 2-13b 所示，当变压器二次侧的 x 端的对地绝缘损坏时，流过 VD_2 的，除了负载电流外，还增加了对地的漏电流，从而加重了 VD_2 的负担。时间一长， VD_2 就损坏了。开始时，变压器的对地绝缘损坏得不严重，对地的漏电流较小，使用时间较

长。但次数多了, 变压器对地的绝缘电阻越来越小, VD_2 的寿命就越来越短了。

2.4.2 用照明变压器的可行性分析

2.4.2.1 解决办法

1. 方法

我建议用照明变压器来代替那台故障变压器。

2. 疑问

令电工师傅们感到疑惑的是, 那台变压器的二次电压是 50V 的, 而照明变压器的二次电压只有 36V, 为什么能够代替?

2.4.2.2 晶闸管的触发要点

1. 晶闸管的基本电路

晶闸管的基本电路如图 2-14a 所示, u_s 是交流电源的电压, 其波形如图 2-14b 中之曲线①所示; u_G 是和 u_s 同步的削波电压, 其波形如曲线②所示; 由触发电路产生的触发信号如曲线③所示, 负载得到的电压如图中的阴影所示。

图 2-14 中, α 是移相角, β 是导通角。

2. 削波电压的特点

(1) 和电源电压同步

即其过零点和电源电压相同。

(2) 振幅值被“削平”

由于振幅值被限制在较低的数值, 所以, 其波形的大部分被“削平”了, 故称为削波。

3. 削波电压的作用

(1) 决定触发脉冲的幅值

触发脉冲的幅值被限制在 u_G 的范围内。

(2) 决定移相范围

u_G 的“平顶”的区间, 就是移相角的调节范围。

2.4.2.3 削波电路的分析

1. 削波电路的构成

削波电路如图 2-15 所示, 其

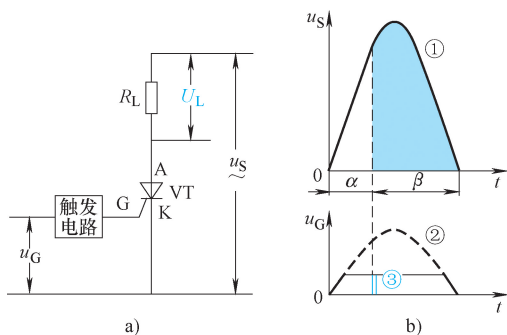


图 2-14 晶闸管触发要点

a) 晶闸管电路 b) 电压的波形

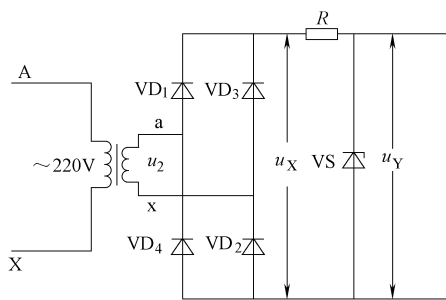


图 2-15 削波电路

主要特点如下:

(1) 没有滤波环节

因为触发脉冲的移相角是从削波电源的过零点开始计算的。所以, 不需要滤波环节。

(2) 稳压管 VS 削波

实际上, 是由稳压管 VS 把电压限制在较低的值, 以提供给触发电路。在本设备里, 削波电压为 24V。

2. 50V 与 36V 的区别

(1) 二次电压为 50V

当变压器二次侧的电压为 50V 时, 其振幅值为

$$U_{2M} = 1.41 \times 50V = 70.5V$$

电压波形如图 2-16a 中的曲线①所示; 削波后的电压波形如曲线②所示。由图可知, 其移相范围是 T_1 。

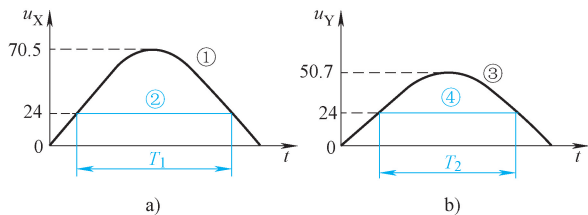


图 2-16 削波电压的波形

a) 二次电压为 50V b) 二次电压为 36V

(2) 二次电压为 36V

当变压器二次侧的电压为 36V 时, 其振幅值为

$$U_{2M} = 1.41 \times 36V = 50.7V$$

电压波形如图 2-16b 中的曲线③所示; 削波后的电压波形如曲线④所示。由图可知, 其移相范围是 T_2 。

(3) 比较

比较 T_1 和 T_2 可知, 用 36V 的照明变压器代替后, 由于其振幅值较小, 晶闸管的移相范围有所减小, 晶闸管整流后的直流电压的调节范围以及直流电动机转速的调节范围也都有所减小, 但对于输煤机的传输带来说, 已经足够了。

2.4.3 变压器的修理

2.4.3.1 变压器的故障状态

因为传输机已经在运行了, 就可以不慌不忙地处理变压器了。和大多数小容量变压器一样, 该变压器也采用壳式结构, 如图 2-17 所示。图中, ①是铁心,

②是高压线圈，③是低压线圈。

变压器的线圈并无烧毁痕迹，经仔细观察，则该变压器的线圈骨架偏小，线圈的最外层越出了骨架，最外层有几根线的绝缘层有破损迹象，可能是在插入铁心的心片时所致。因为变压器在生产时，需进行浸漆处理，故出厂时并未暴露。但使用时间长了，绝缘层破损的导线就和铁心碰上了。

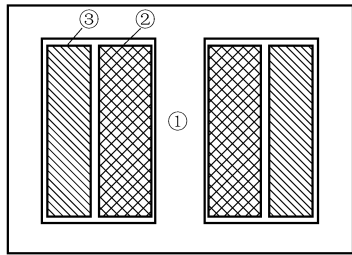


图 2-17 壳式变压器

2.4.3.2 修复过程

我建议，把线圈的最外层拆去几圈，甚至拆去一层都可以。因为外面的必是低压线圈，在这里，也是二次绕组。拆去几圈或一层后，无非是二次电压降低了一些，但绝不会比照明变压器的 36V 还低。经过仔细察看，这需要先拆除铁心才能实现，比较费事。

于是有一位电工师傅找到了一小块绝缘板，在砂轮机上把一角磨薄，然后剪下来，插入线圈和铁心之间。又用绝缘胶带把整个变压器包了一圈，防止绝缘胶片掉落。用兆欧表一量，变压器二次侧的对地绝缘良好。

小小体会

在 20 世纪 70 年代，晶闸管的应用开始普及，我涉及较多，对控制电路的原理和数据比较熟悉，才有可能灵活地进行处理，以不耽误生产。

对于小型变压器的修理，常有人打算按照原始数据一圈不差地修复。其实，在许多场合，是完全可以灵活处理的。

2.5 粗略估算电动机绕组

维修背景

某电机修理部，用户拿来一台烧坏了的电动机。一位新来的徒弟，挺勤快地把线都拆了出来，并且扔进了废线堆里，都混杂了。过了几天，师傅要着手修理了，见只有光秃秃的一台电动机，就着了急。师傅虽然会“下线”（即把电动机绕组嵌入定子槽中），却不知道如何计算，就求教于我。

2.5.1 基本依据

2.5.1.1 启示

我年青时，曾经有过一次难忘的经历。

1956年9月初,第一机械工业部要求长春第一工人技术学校开设“电气修理”专业,让我教的课程叫作“电修工工艺学”,其中有“电机修理”的内容。学校从大连电机厂购买了30余台只有铁心,没有线圈的半成品,这30余台电机的线圈必须由我来设计。

我那时只有十九岁,刚从中专毕业。学校里教这门课的就我一个,甚至全长春市也只有我一个,没有可请教的。

我于是把一台半成品电机捧回宿舍,整天傻傻地对着它发呆。忽然,脑海里出现了一丝灵感:这定子槽的面积是可以算出来的,导线的截面积取决于电动机的额定电流,而额定电流在铭牌上写着呢。

我终于算出了定子绕组的匝数,并且取得了成功。

2.5.1.2 计算的依据

1. 导线的截面积

导线的截面积取决于电动机的额定电流,额定电流可以从铭牌上得到。

该电动机的铭牌如图2-18所示,其额定电流为15.4A。根据额定电流的大小,就可以在《电工手册》上查出导线的截面积。但当时新华书店里除毛泽东著作和部分学校的教材外,几乎没有其他的书;图书馆里也只开放阅读报纸的阅览室。找不到可参考的书籍,只能凭经验估算。

型号: Y-132-4	电压: 380V
容量: 7.5kW	电流: 15.4A
频率: 50Hz	转速: 1440r/min
效率: 0.87	功率因数: 0.85
接法: Δ	定额: 连续
绝缘等级: E	温升: 75℃
出厂日期: 1968年12月8日	

图2-18 异步电动机的铭牌

一般来说,电动机里所用的导线,每平方毫米允许通过的电流大约是4A左右,当额定电流为15.4A时,导线的截面积大约为4mm²左右。

$$s_0 = 4\text{mm}^2$$

式中 s_0 ——导线的截面积, mm²。

2. 定子槽的面积

图2-19a所示为定子槽的大致情形,图2-19b所示为定子槽的截面。尽量准确地量出如图所示的三个尺寸,就可以粗略地算出其截面积:

S_1 和 S_3 可按半圆面积计算:

$$S_1 = \pi D_1^2 / 8$$

$$S_3 = \pi D_2^2 / 8$$

S_2 按梯形面积计算:

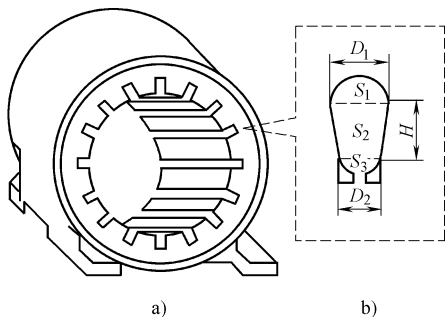


图2-19 电动机的定子槽

a) 定子槽的外形 b) 定子槽的尺寸

$$S_2 = (D_1 + D_2)H/2$$

此外,电动机把定子绕组嵌入定子槽后,需用槽楔把它固定,槽内还要放置绝缘纸,包括绕组和槽之间的绝缘和上、下两层绕组之间的绝缘。所以,在计算有效面积时,应扣除辅助面积(包括槽楔加绝缘纸的面积):

$$S = S_1 + S_2 + S_3 - S_4$$

式中 S_1 ——槽底半圆的面积, mm^2 ;
 D_1 ——槽底半圆的直径, mm ;
 S_2 ——槽口半圆的面积, mm^2 ;
 D_2 ——槽口半圆的直径, mm ;
 H ——槽底与槽口间的距离, mm ;
 S_3 ——槽底与槽口之间的面积, mm^2 ;
 S_4 ——辅助面积, mm^2 ;
 S ——每槽的有效面积, mm^2 。

2.5.2 计算绕组匝数

1. 粗略算法

粗略地算,绕组匝数为

$$W = 0.5\gamma S/\delta \quad (2-9)$$

式中 W ——定子绕组每槽的匝数;
 γ ——槽满率,其定义见后述;
 δ ——导线的截面积, mm^2 。

因为在一般情况下,都采用双层叠绕组,即每个槽内要放两个绕组边。所以,每个绕组的匝数需乘以 0.5。

2. 匝数的修正

在计算定子槽内的绕组匝数时,还应计入槽满率。

槽满率的定义是:

$$\gamma = \Sigma S_0/S \quad (2-10)$$

式中 ΣS_0 ——导线的总面积(包括上、下两层绕组), mm^2 。

计入槽满率的作用是:

定子绕组嵌入定子槽时,导线和导线之间如挤得太紧,在嵌线过程中,容易使导线的绝缘受到损伤,同时,也使导线在通入电流后产生的热量过于集中,容易导致绕组的匝间短路。计入槽满率的目的,是使绕组的线匝之间不要挤得太紧。

按以上方法修复电动机后,运行情况取得了满意的结果。

2.5.3 无铭牌电动机的修复

某工厂，有一台废旧电动机，拿到电机修理部，请求修理。

我曾经在技校讲授过“电机修理”这门课，但时间长了，一些经验公式已经记不真切，手头没有相关资料，只好在不出大问题的前提下试试看。

依稀记得，电动机的容量和机座号有关，机座号又和中心高（见图 2-20）“关系密切”。但具体算法，实在记不清楚了，于是想了个笨办法：量好中心高和机壳长度，到工厂去和多台电动机进行比对。以尺寸十分接近者的铭牌数据作为依据，再按照上面所述的方法进行计算和绕制。

修理完成后，用到某生产机械上试车，取得了令人满意的结果。

小小体会

在实际工作中，手头缺少相关资料的情况是常常发生的。在这种情况下，抓住几个核心关系，灵活地进行处理，也能取得满意的结果。

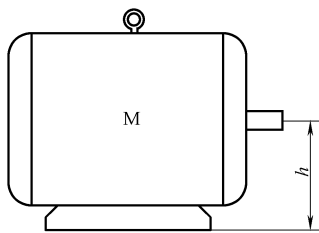


图 2-20 电动机的中心高

2.6 白炽灯里的学问

维修背景

某公司生产红、绿灯控制器，所用双向晶闸管损坏率颇高。快速熔断器未起保护作用。把晶闸管的额定电流提高数倍后也只是基本解决问题，问我是什么缘故？

我了解了该厂设计的控制电路，分析了白炽灯的电流曲线，只加入了一个小电感，就解决了问题。

2.6.1 白炽灯的电阻

2.6.1.1 原设计方案

公司的工程师介绍了他们的方案如图 2-21 所示：

所用白炽灯的额定数据是：220V，40W。经计算，额定电流是：

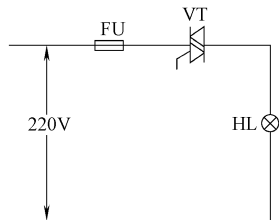


图 2-21 原设计方案

$$I_N = 40\text{W}/220\text{V} = 0.18\text{A}$$

电路十分简单,由双向晶闸管 VT 接受红、绿灯的控制信号,来控制白炽灯,VT 的额定电流是 0.5A,熔断器 FU 的电流起初也选 0.5A 的。但 VT 损坏时,FU 未起作用,后改选 0.2A,仍未起作用,感到奇怪。

2.6.1.2 白炽灯里的秘密

当白炽灯里通入额定电流 0.18A 时,它所呈现的电阻是:

$$R = 220\text{V}/0.18\text{A} = 1220\Omega$$

可是,如果用万用表测量其电阻的话,电阻只有 100Ω ,只有点亮状态的 $1/12$,如图 2-22a 所示。

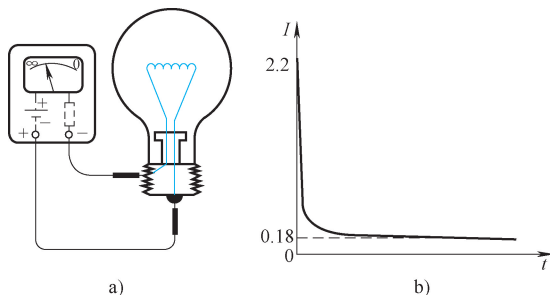


图 2-22 白炽灯的电阻

a) 冷态电阻 b) 电流曲线

这是因为,白炽灯在点亮时,灯丝的温度高达 2000°C 以上,所以,电阻值很大。在《电工基础》的教材里,非线性电路的典型负载就是白炽灯,其点燃过程中的电流曲线如图 2-22b 所示。刚接通电源时的电流是:

$$I_0 = 220/100 = 2.2\text{A} = 12I_N$$

可见,刚接通电源时,存在着很大的冲击电流,是正常工作电流的 12 倍。由于时间非常短暂,并不足以立即损坏晶闸管,但每次冲击,都可能使晶闸管受到损伤,次数多了,晶闸管就损坏了。至于那熔断器,因为冲击电流的时间很短,不足以使熔丝熔断。

2.6.2 解决方法

2.6.2.1 绕制小电感

用一个高频磁心,将电线在磁心上绕 2~3 圈,如图 2-23a 中的 L_0 所示,然后串联到电路里,如图 2-23b 所示。

2.6.2.2 基本分析

因为白炽灯里的冲击电流持续时间非常短暂,只有若干微秒 (μs),相当于一个频率很高的高频信号。小电感的感抗是:

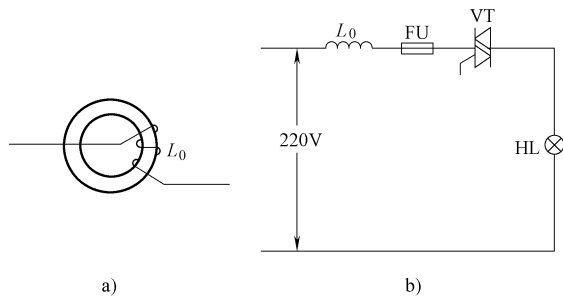


图 2-23 串联小电感

a) 小电感的制作 b) 串联小电感的电路

$$X_{L0} = 2\pi f_0 L_0$$

式中 X_{L0} ——小电感的感抗, Ω ;

f_0 ——冲击电流的等效频率, Hz;

L_0 ——小电感的电感量, μH 。

因为冲击电流的等效频率很高, X_{L0} 很大, 足以把冲击电流削弱在安全范围内; 但对于 50Hz 的工频电流, X_{L0} 又非常之小, 并不影响红、绿灯的正常工作。

采用此法后, 双向晶闸管就不再损坏了。

小小体会

小电感在削弱冲击电流或高次谐波电流方面, 效果是十分显著的。我在应用变频器的工程里, 常常利用小电感来解决问题, 成为了我的一个独特经验。这次在红、绿灯控制电路里, 是应用小电感削弱冲击电流的又一个例子。

2.7 离奇故障集锦

2.7.1 竖起的触头

维修背景

20 世纪 70 年代初, 在建设葛洲坝水电工程期间, 有一台日本生产的移动式空气压缩机发生了故障。也不知是谁的推荐, 竟拿了介绍信, 到厂里来请我去修理。我感到为难, 因为我从来没有查看过这种压缩机的内部结构, 完全一窍不通。可领导说, 葛洲坝水电工程是毛主席亲自批准的项目, 去不去是态度问题, 能不能修好是水平问题。我只好硬着头皮去了。

检查结果

机器上倒是贴着一张说明,但那时我还没有学过日语,日本人的图形符号和中国的又很不一样,哪里看得懂呀。但既已来了,总也得查一查呀。

我拿起万用表,首先找到电源进线处,测量进线电压,如图2-24a所示。三相线电压都是110V,正常。用手按起动手按钮ON,电动机侧电压为0。但控制盒内有轻微的“滴滴”声,好像继电器的磁铁吸合的声音。

打开控制盒,则见一个继电器的触头竟竖了起来,如图2-24c所示(图2-24b是正常状态),用尖嘴钳把它转到正常位置,再按起动手按钮,压缩机就咚咚地开始工作了。

这样的故障,在工厂里的生产机械上是见不到的。究其原因,大概是因为移动式空气压缩机并未固定,开动时振动较厉害的结果。

2.7.2 “出轨”的电刷

维修背景

棉絮厂的疏棉机是全市第一家采用了晶闸管直流调速的单位,对该设备的维修成为了我的“专利”。在大多数情况下,故障都出在晶闸管及其触发电路中,但这一次却有点异常。

检查结果:

控制电路如图2-25a所示,用万用表测量三相进线电压,都是380V,正常。再量控制柜输出的直流电压,也正常。旋转调速的旋钮,直流输出电压也能得到调节。

于是判断,问题在直流电动机上。但该电动机在机器的角落里,我不得不“削尖脑袋”钻进去察看。奇怪的是,居然有一个电刷跳出了刷握,“出轨”了,如图2-25c所示。把电刷重新放置到刷握里,运行就正常了。

电刷放置在刷握里时,是被压紧弹簧紧紧地压住的,如图2-25b所示,怎么能自行跳出刷握呢?据该厂的师傅们说,这个车间里老鼠颇多,这很可能是老鼠搞的鬼。

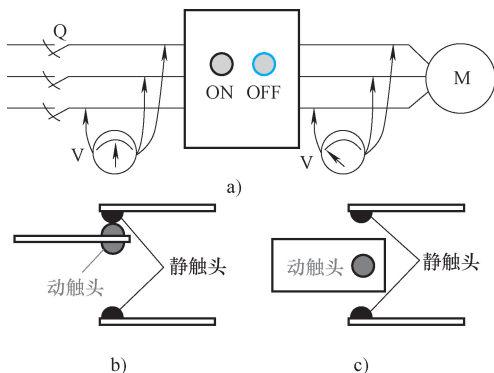


图 2-24 日本空气压缩机的检查

a) 电路图 b) 正常的继电器触头 c) 故障状态

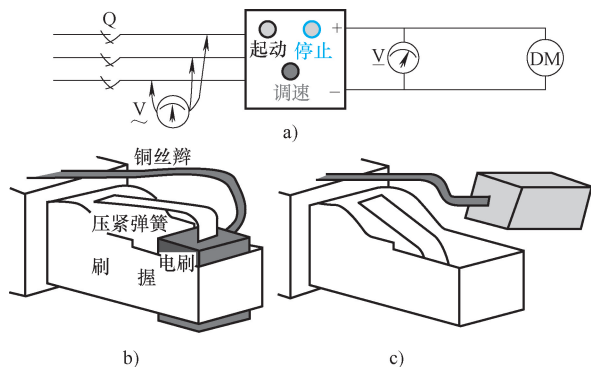


图 2-25 晶闸管直流调速及电刷装置

a) 晶闸管直流调速电路 b) 电刷正常 c) 电刷出轨

2.7.3 变态的二极管

维修背景

水泥管厂的一台设备出现了一个怪现象：每次开机时工作正常，运行一个多小时后就不工作了。

检查结果：

发生故障的部分是一个非常简单的半波整流电路。

开机时，测量各部分电压，都很正常。

变压器一次侧电压： $U_1 = 220\text{V}$ ；二次侧电压 $U_2 = 33\text{V}$ ；经半波整流并滤波后，AX 间的直流电压 $U_D = 15\text{V}$ 。

运行一个多小时后发生故障，测量结果如下：

AX 间的直流电压 $U_D = 0\text{V}$ ；变压器二次侧电压 $U_2 \approx 50\text{V}$ ，比正常时增大了许多。根据电工基础的理论分析，这只有在发生串联谐振的情况下才有可能。难道，变压器的二次绕组和滤波电容器之间发生谐振了？可中间隔着一个二极管呢。

再用交流电压表测量 A、X 间的电压，居然也有 50V 。十分明显，二极管 VD 已经击穿。但拆下二极管进行测量，二极管又是好的。重新装上后，仍然是老样子。于是，在二极管两端反并联一个直流电压表，如图 2-26 所示。开机时，电压表是有读数的，但一个多小时后，电压表的读数降到几乎为零了。

更换二极管后，机器的运行就正常了。

根据实践经验，电解电容器如流入反方向电流，是很容易损坏的。但电容器 C 竟没有坏。仔细一看，原来该电容器的耐压居然是 160V 的，远大于交流电压，

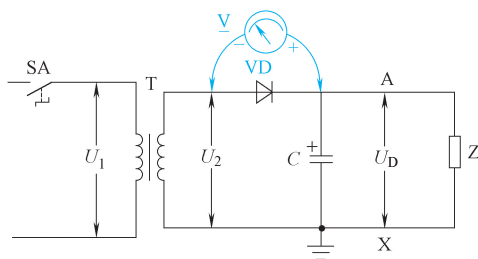


图 2-26 变态的二极管

这才保住了。

二极管在运行过程中，其状态会发生变化，实属罕见。

2.7.4 接反的接近开关

维修背景

新华印刷厂新买了一台机器，一个星期都没能调试出来，到研究所来请求帮助。

检查与处理

1. 找出问题所在

我对照图样，观察了机器的运行情况。发现问题在于一个接近开关上。这是一台新机器，接近开关也是全新的，怎么会发生问题呢？但根据控制逻辑，它的确是错了。

我决定打开接近开关。里面的结构十分简单，只有一片时基电路（555 电路）PC 和一个微型继电器 KA，其电路如图 2-27a 所示。

2. 接近开关的原理

当接近开关的电极 A 和机器上的电极 B 之间的距离较大时，PC 的 6 脚和 2 脚通过电阻 R 与电源的“+”端相接，PC 的 3 脚输出低电位，KA 处于失电状态。

当电极 A 和 B 重合时，PC 的 6 脚和 2 脚接地，PC 的 3 脚输出高电位，KA 得电。

3. 接错的继电器

经过仔细察看，继电器的接地端竟接到了电源的“+”端，其工作逻辑正好

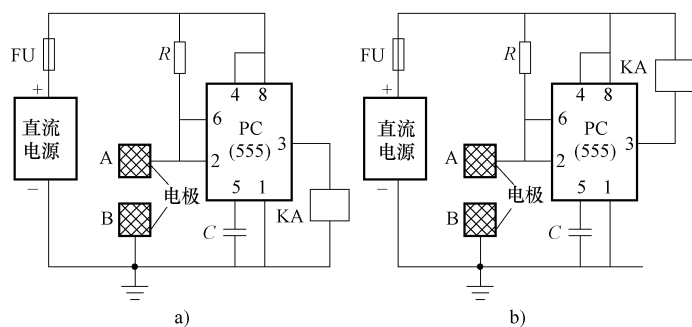


图 2-27 接近开关的电路

a) 正确接法 b) 错误接法

相反，如图 2-27b 所示。

更正了继电器的接线后，印刷机就正常地运行了。

这种故障之所以发生，恐怕是生产接近开关的相关人员的疏忽所致。

小小体会

生产机械中，电气设备的故障常常是千奇百怪的。进行修理时，不慌不忙地在通电的状态下测量电路各处的电压，是找出故障所在位置的比较简捷而有效的方法。



第 2 篇

电机与拖动篇

第3章 交流电动机若干问题浅说

3.1 驻波与行波磁场

讲解背景

20 世纪 50 年代，我在讲授《电工基础》课时，曾讲解过驻波和行波的公式。后来在《电机学》课里讲授旋转磁场，较通俗的讲法是用图解，比较繁复；完全用公式推导，又比较抽象。于是想，如果把驻波和行波的概念形象化地结合到电动机里，理解起来是否轻松些。试验的结果，学生们的反映颇为热烈。

3.1.1 驻波磁场

3.1.1.1 磁通的分布与表述

1. 磁通分布的大致情形

在交流电机里，为了得到按正弦规律分布的磁场，其绕组通常都制作成分布绕组，展开后如图 3-1 中的手指所指。所得到的磁通波形如图中之虚线①所示，曲线②是其基波分量。

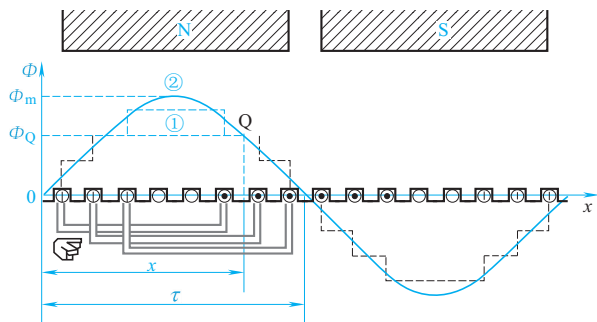


图 3-1 电机里的磁通

在电机里，和一个磁极对应的距离，称为极距，用 τ 表示。一个极距对应于电角度的 $\pi(180^\circ)$ 。

2. 任意位置的磁通

设 Q 点是一个任意的位置，它与原点的距离是 x 。

则 Q 点所在位置对应的电角度是：

$$\alpha = \frac{x}{\tau} \pi$$

式中 α ——任意位置对应的电角度, rad;

x ——任意位置与原点的距离, m;

τ ——极距, m。

则 Q 点的磁通为

$$\Phi_Q = \Phi_m \sin \alpha = \Phi_m \sin \frac{x}{\tau} \pi \quad (3-1)$$

式中 Φ_Q ——Q 点的磁通, Wb;

Φ_m ——磁通的振幅值, Wb。

3.1.1.2 交变磁通的描述

1. 绕组里通入交变电流

当绕组里通入交变电流时, 其等效正弦磁通将随时间而改变, 如图 3-2a 中的曲线③和曲线④所示。

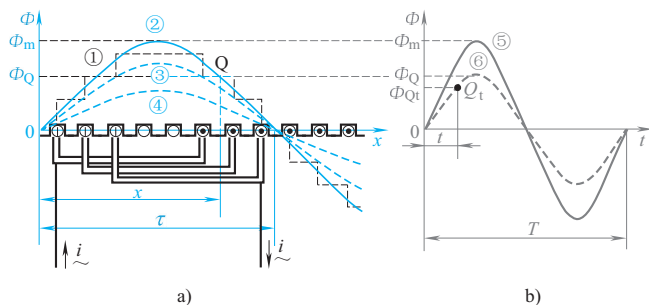


图 3-2 绕组里通入交变电流

a) 不同位置的交变磁场 b) 交变磁通

磁通与时间的关系如图 3-2b 中之曲线⑤所示。其表达式是:

$$\Phi = \Phi_m \sin \omega t$$

式中 ω ——角频率, rad/s;

ωt —— t 秒时对应的电角度。

而在 Q 点的磁通的最大值是 Φ_Q 。在 Q 点, 磁通随时间而变的规律如曲线⑥所示。其表达式是:

$$\Phi = \Phi_Q \sin \omega t \quad (3-2)$$

2. 任意位置任意时刻的磁通

将式 (3-1) 代入式 (3-2), 就可以得到任意位置任意时刻的磁通:

$$\Phi_Q = \Phi_m \sin \frac{x}{\tau} \pi \sin \omega t \quad (3-3)$$

总体上看, 就好像有一个大小和方向不断地交变着的磁场驻扎在某一位置一样,

通常称之为驻波磁场。式 (3-3) 称为驻波

表达式, 而 $\sin \frac{x}{\tau} \pi \sin \omega t$ 称为驻波因子。

3. 驻波因子的特点

(1) 位置因子 $\sin \frac{x}{\tau} \pi$

位置因子决定了: 磁通的大小将在空间的所有位置上都按正弦规律分布, 但磁场的轴线位置始终不变, 这是驻波的最主要特征, 驻波示意如图 3-3 所示。

(2) 时间因子 $\sin \omega t$

时间因子表明: 所有位置上的磁通, 又一起随时间按正弦规律而交变, 但磁场只是在原地变化。

(3) 磁通的振幅值

驻波磁场的特点是: 在不同位置处, 交变磁场的振幅值是各不相同的。只有在 $x = \tau/2$ 的位置上, 才能得到最大的磁通振幅值 Φ_m 。

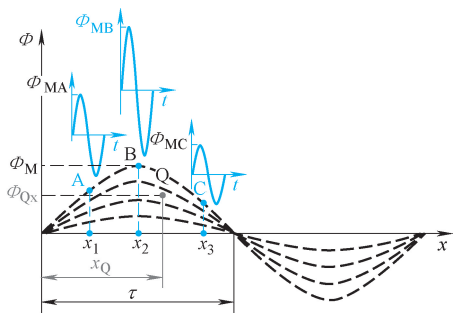


图 3-3 驻波示意图

3.1.2 行波磁场

如果一个按正弦规律交变的磁场不断地向某一方向移动, 该磁场就称为行波磁场。

3.1.2.1 行波因子

1. 行波磁场的表达式

$$\Phi = \Phi_m \cos\left(\omega t - \frac{x}{\tau} \pi\right) \quad (3-4)$$

2. 因子 $\cos\left(\omega t - \frac{x}{\tau} \pi\right)$ 的分析

1) 在任何时刻 t , 总能够得到一个对应的 x , 使:

$$\cos\left(\omega t - \frac{x}{\tau} \pi\right) = 1$$

就是说, 在任何时刻, 都能得到磁通的振幅值, 这和脉动磁场是不一样的。

2) 在不同的时刻, 磁通得到振幅值的位置也是不同的:

$$x = \frac{2\tau}{T} t \quad (3-5)$$

可见, 磁动势的轴线是随时间而不断地移动的。如图 3-4 所示:

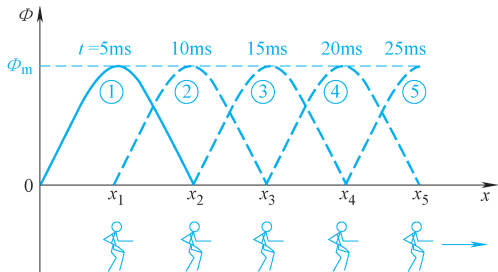


图 3-4 行波示意图

当 $t=5\text{ms}$ 时, 在位置 x_1 处得到振幅值 Φ_m ; 当 $t=10\text{ms}$ 时, 在位置 x_2 处得到振幅值 Φ_m ; 当 $t=15\text{ms}$ 时, 在位置 x_3 处得到振幅值 Φ_m ; ……

形象一点说, 就好像磁通的波形和轴线是在“行走”的一般, 如图 3-4 中的小人所示。所以, $\cos\left(\omega t - \frac{x}{\tau}\pi\right)$ 称为行波因子。

3.1.2.2 三相电流的合成磁场

1. 电动机定子的三相绕组

三相交流电动机的定子上安装了三相绕组, 它们在空间位置上是互差 $2\pi/3$ (120°) 电角度的, 如图 3-5b 中之 U_1-U_2 、 V_1-V_2 、 W_1-W_2 所示。它们所产生的磁通的轴线在空间也必互差 $2\pi/3$ (120°)。

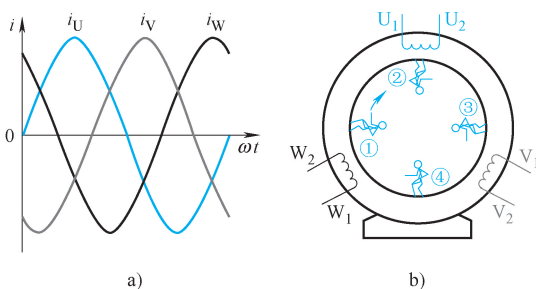


图 3-5 三相电流及其磁通

a) 三相交变电流 b) 三相电流的磁通

2. 三相绕组里的电流

在三相绕组里, 分别通入三相交变电流:

$$\begin{aligned} i_U &= I_m \sin \omega t \\ i_V &= I_m \sin(\omega t - 2\pi/3) \\ i_W &= I_m \sin(\omega t - 4\pi/3) \end{aligned} \quad (3-6)$$

式中 i_U 、 i_V 、 i_W ——各相电流的瞬时值, A;

I_m ——电流的振幅值, A。

由于三相绕组在的轴线间互差 $2\pi/3$, 所以, 三相电流产生的磁通分别是:

$$\begin{aligned} \Phi_U &= \Phi_m \sin \omega t \sin \frac{x}{\tau} \pi \\ \Phi_V &= \Phi_m \sin(\omega t - 2\pi/3) \sin\left(\frac{x}{\tau} \pi - 2\pi/3\right) \\ \Phi_W &= \Phi_m \sin(\omega t - 4\pi/3) \sin\left(\frac{x}{\tau} \pi - 4\pi/3\right) \end{aligned} \quad (3-7)$$

式中 Φ_U 、 Φ_V 、 Φ_W ——各相磁通的瞬时值, Wb;

Φ_m ——磁通的振幅值, Wb。

3. 三相合成磁通

上述三相磁通将同时作用在定子的任意一个位置 x , 所以, 在定子的任意位置 x 处, 合成磁通的表达式是:

$$\begin{aligned} \Phi_{(x,t)} &= \Phi_{U(x)} + \Phi_{V(x)} + \Phi_{W(x)} \\ &= \frac{3}{2} \Phi_m \sin\left(\omega t - \frac{x}{\tau} \pi\right) \end{aligned} \quad (3-8)$$

式 (3-8) 表明:

- 1) 三相合成磁通的振幅值等于每相磁通振幅值的 1.5 倍。
- 2) 三相合成磁通里具有行波因子, 由于该磁通只能在电动机的定子里“行走”, 所以, 是一个旋转磁通, 如图 3-5b 中之小人所示。

3.1.3 驻波与行波的相互关系

驻波和行波之间, 在一定的条件下, 是可以互相转换的。这种特点, 在电机学里得到了充分的应用。分述如下:

3.1.3.1 驻波可以分解成行波

1. 数学推导

根据三角学里“积化和差”的公式, 式 (3-3) 可以分解为

$$\Phi_{(x,t)} = \Phi_m \cos\left(\omega t - \frac{x}{\tau}\pi\right) - \Phi_m \cos\left(\omega t + \frac{x}{\tau}\pi\right) = \Phi_1 - \Phi_2 \quad (3-9)$$

式中 $\Phi_{(x,t)}$ ——在驻波磁场中, 某一瞬间在某一位置的磁通, Wb;

Φ_1 ——磁通的行波分量之一, Wb;

Φ_2 ——磁通的行波分量之二, Wb。

式 (3-9) 表明, 驻波磁通可以分解为两个行波磁通 Φ_1 和 Φ_2 。式中的“-”号说明, 在起始位置 ($x=0$) 时, Φ_1 和 Φ_2 是相等而方向相反的, 如图 3-6 所示的那样。但就宏观效果而言, 这里的“-”号或“+”号的实际效果是没有什么区别的。

2. 图解

如图 3-6 所示, Φ_1 是顺时针方向的行波磁通, Φ_2 是逆时针方向的行波磁通, 当它们以相反的方向旋转时, 合成磁通就是驻波。

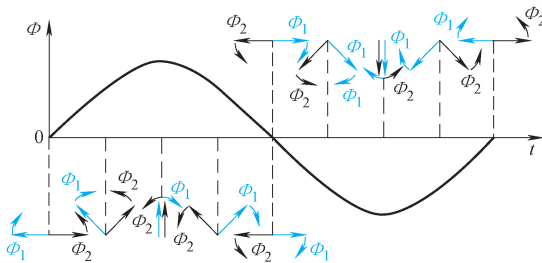


图 3-6 驻波磁通分解成行波磁通

3. 应用

驻波磁场可以分解成两个方向相反的行波磁场的原理在分析单相异步电动机时得到了充分的应用。

3.1.3.2 驻波也可以合成为行波

在两个互相垂直的绕组里，让其中一个（ β 相绕组）和电容器串联，如图 3-7a 所示，今假设两个绕组里的电流振幅值相同，如图 3-7b 所示：

当 $\omega t = 0$ 时， $\Phi_\alpha = 0$ ， $\Phi_\beta = \Phi_m$ ，合成磁通等于 Φ_β ，如箭头①所示；

当 $\omega t = \frac{\pi}{2}$ 时， $\Phi_\alpha = \Phi_m$ ，

$\Phi_\beta = 0$ ，合成磁动势等于 Φ_α ，如箭头②所示，比前头①逆时针旋转了 90° ；

当 $\omega t = \pi$ 时， $\Phi_\alpha = 0$ ， $\Phi_\beta = -\Phi_m$ ，合成磁通又等于 Φ_β ，如前头③所示，比前头②又逆时针旋转了 90° ；

当 $\omega t = \frac{3\pi}{2}$ 时， $\Phi_\alpha = -\Phi_m$ ， $\Phi_\beta = 0$ ，合成磁通如前头④所示，比前头③又逆时针旋转了 90° 。

可见，这合成磁通也是行波磁通。

在实际工作中，两个绕组里的电流振幅值常常是不相等的，两个磁通的振幅值也就不一样，如图 3-8a 所示。

结果是，行波磁场的末端轨迹是椭圆形，如图 3-8b 所示，称为椭圆旋转磁场。

单相异步电动机就是利用椭圆旋转磁场来获得起动转矩的。

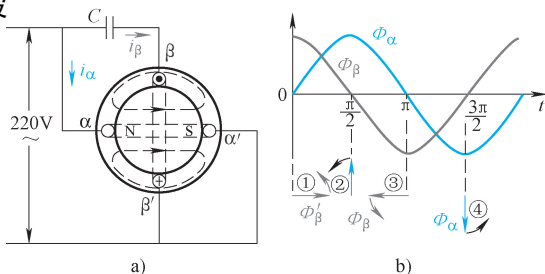


图 3-7 驻波磁场合成为行波磁场

a) 两个互相垂直的驻波磁通 b) 合成磁通

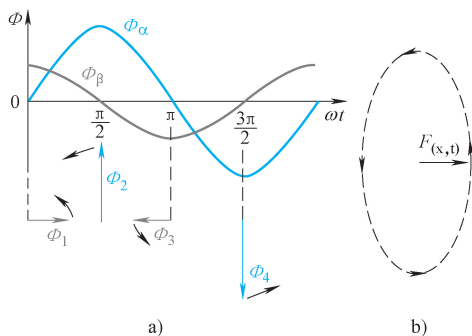


图 3-8 椭圆旋转磁场

a) 两电流振幅不等 b) 椭圆旋转磁场轨迹

3.2 异步电动机的转子

讲解背景

从 1999 年到 2010 年的十余年间，我几乎每个月都要应邀到各地为培训中心主讲《变频调速应用技术》。因为变频器的控制对象主要是异步电动机，所以，

异步电动机的基本原理是必须讲的。而在异步电动机的原理里，最难懂的就是转子的等效电路，以及转矩和功率因数的关系。我于是在这方面下了点功夫，取得了比较满意的结果。

3.2.1 转子的等效电路

3.2.1.1 转子的电路

1. 转子的结构

在工矿企业里用得最为普遍的是笼型转子异步电动机。转子绕组由铜条或铝条构成，两端由铜环或铝环将所有导体短路，如图 3-9b 和 c 所示。转子绕组不必和外电路相连，这是其结构简单坚固的根本原因，价格也最为低廉。

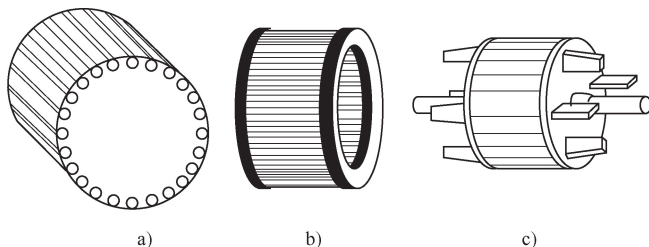


图 3-9 转子的结构

2. 笼型绕组的电路

笼型异步电动机的转子绕组，由 n 根笼条构成，如图 3-10a 所示。

每一根笼条可以看成为一相，故转子电路是 n 相电路，如图 3-10b 所示。

图中， E_2 —每相（根）转子绕组的感应电动势，也是每相（根）转子绕组的电源，V；

r_2 —每相（根）转子绕组的电阻， Ω ；

X_2 —每相（根）转子绕组的漏磁电抗， Ω ；

I_2 —每相（根）转子绕组的电流，A。

这个 n 相电路将在转子轴上输出电磁转矩 T_M ，并带动负载以转速 n_M 运行。

但这样的 n 相电路，难以和定子电路进行联系和比较。为了得到能够

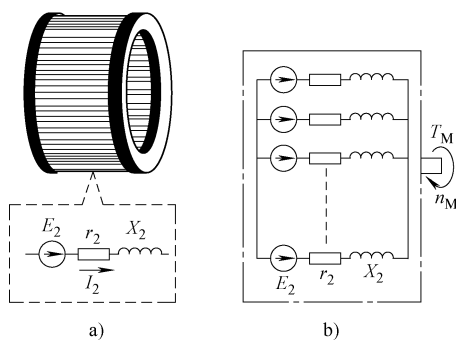


图 3-10 转子绕组及其电路

a) 转子绕组的构造 b) 转子绕组的电路

定子电路进行比较和联系的等效电路, 还需要进行两个变换, 分述如下。

3. 相数变换

转子的 n 相电路与定子的三相电路无法统到一起。因此, 必须用一个等效的三相绕组去代替 n 相绕组, 如图 3-11a 所示。在这里, 等效的条件是:

(1) 等效绕组的结构

为了便于和定子的三相绕组相连接, 等效绕组的结构应该和定子绕组相同, 其匝数与定子绕组相同:

$$N'_2 = N_1$$

式中 N'_2 ——每相等效绕组的匝数;

N_1 ——定子绕组的每相匝数。

(2) 转子的功率不变

转子上变换成等效三相绕组后, 转子所得到的功率, 以及在轴上输出的电磁转矩 T_M 和转速 n_M , 也都必须和原来的 n 相绕组相同。与此同时, 因为转子绕组是旋转着的, 所以, 等效的三相绕组也必须是旋转的。

4. 动—静变换

所谓“动—静变换”, 就是把旋转的、输出机械能的转子等效地变换成静止的“转子电路”。具体方法是:

(1) 动与静的区别

电动机是把电能转换成机械能的器件, 所以, “动”是电动机的根本目的, 其最终体现就是轴上输出的机械功率 P_2 :

$$P_2 = \frac{T_M n_M}{9550} \quad (3-10)$$

式中 P_2 ——电动机的输出功率, kW;

T_M ——电动机的电磁转矩, N·m;

n_M ——电动机轴上的转速, r/min。

毋庸置疑, 能够和定子电路相连接的电路又必须是静止的。静止的电路是不可能产生转矩和转速的。

(2) 找出契合点

电动机输出的机械功率 P_2 都是有功功率。所以, 在静止的等效电路里也必须体现出和 P_2 相对应的有功功率。为此, 在电路里串入一个等效的有功元件

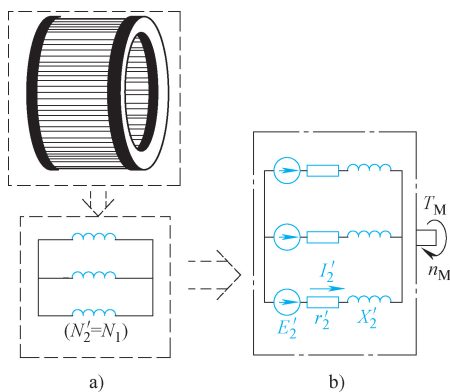


图 3-11 相数变换

a) 三相绕组代替 n 相绕组 b) 等效电路

R_L , 如图 3-12b 所示, 条件是:

在 R_L 上所消耗的有功功率应该和电动机输出的机械功率相等 (因为是等效电路, 所以, 电路中各参数都缀以 “' ”):

$$3I_2'^2 R_L' = \frac{T_M n_M}{9550} \quad (3-11)$$

式中 I_2' ——等效电路中, 转子的相电流, A;
 R_L' ——与机械负载等效的电阻, Ω 。

5. R_L 与负载转矩

电动机在带动负载运行时, 其输出转矩 T_M 总是和负载转矩 T_L 处于平衡状态的。就是说, 当负载转矩不断变化时, 电动机的输出功率是要随负载的轻重而变的, 这等效电阻也必须能随负载而变, 如何处理呢?

假设, 电动机正在带动某负载稳定运行, 电磁转矩和负载转矩处于平衡状态:

$$T_M = T_L$$

今负载加重, 在负载加重的瞬间, 转速 n 必下降, 转差率 s 增大。所以, 负载的变化主要反映在转差率上, 这等效电阻 R_L' 应该是转差率 s 的函数。经推导, 在图 3-13a 中, R_L' 和 r_2' 相加后与 s 的关系如下:

$$R_L' + r_2' = r_2' / s \quad (3-12)$$

式中 s ——电动机的转差率;
 r_2' ——转子的等效电阻, Ω 。

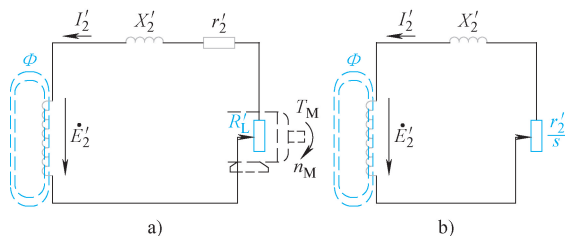


图 3-13 转子的等效电路

a) 转子一相的等效电路 b) R_L' 和 r_2' 合并

这样, 转子一相的等效电路如图 3-13b 所示。图中所示的等效电阻就很容易和负载转矩联系起来了: 负载加重, 转差率增大, 等效电阻减小, 电流增大。

3.2.2 转子的电磁转矩

3.2.2.1 电磁转矩的产生

1. 转子绕组产生感应电流

三相交流异步电动机的定子绕组里通入三相交变电流后, 将产生旋转磁场, 以同步转速 n_1 旋转。

当磁场旋转时, 转子绕组将反方向以速度 v 切割磁力线, 并产生感应电动势, 其方向由右手定则判定, 如图 3-14a 所示。

2. 载流导体受力

因为转子绕组是自成回路的, 所以导体内就有感应电流, 成为载流导体。载流导体要受到磁场的作用力 F ,

方向由左手定则判定, 如图 3-14b 所示。这些作用力将形成以转子轴为中心的电磁转矩 T_M , 在 T_M 的作用下, 转子将以转速 n_M 旋转。

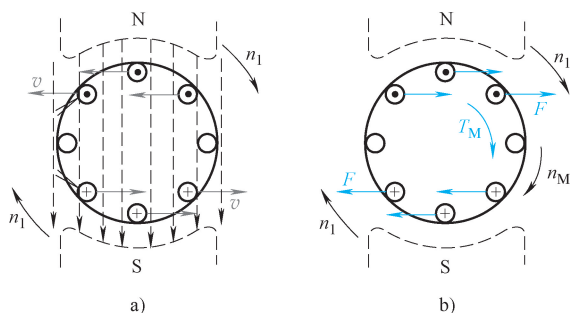


图 3-14 异步电动机的旋转原理

a) 转子绕组切割磁通 b) 电流受到磁场的作用力

3.2.2.2 电磁转矩和功率因数的关系

1. $\cos\varphi_2 = 1$, $\varphi_2 = 0$

这时, 电流和电动势同相位, 如图 3-15a 所示。图中, 曲线①是感应电动势 e_2 的曲线, 感应电动势 e_2 的曲线直接反映了磁通的变化情形, 所以, 曲线①也是磁通 F 的曲线。曲线②是感应电流 i_2 的曲线。

为了便于说明, 我们将转子绕组的笼条进行了编号 1、2、3、4、5、6、7、8, 各笼条中电动势的方向示于外层, 电流的方向示于内层, 如图 3-15b 所示。

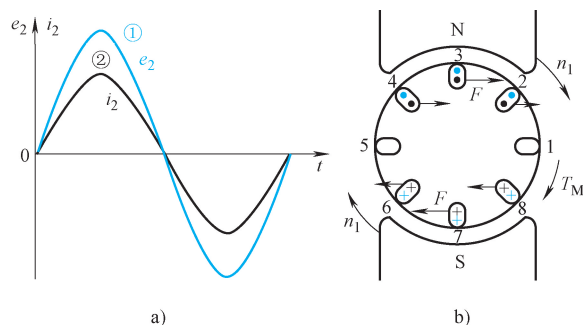


图 3-15 $\cos\varphi_2 = 1$ 时的情形

a) 电流与电动势的曲线 b) 电磁转矩

因为电流和电动势同相位，故所有笼条内的电流方向都和电动势相同。

各笼条内的电流和磁场之间的电磁力如图 3-15b 中的 F 所示。由图可以看出，各笼条所受的作用力和转子轴之间形成的电磁转矩的方向都相同。所以，合成的电磁转矩 T_M 是最大的。

$$2. \cos\varphi_2=0, \varphi_2=\pi/2$$

这时，转子电流比电动势滞后 $\pi/2$ ，如图 3-16a 所示。

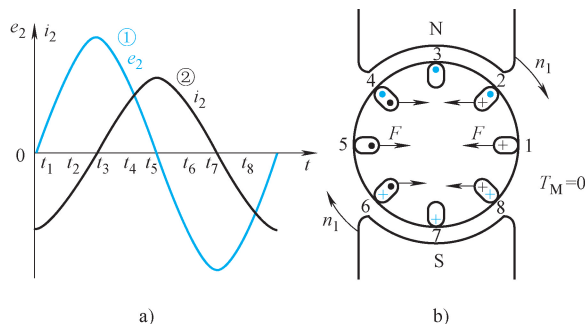


图 3-16 $\cos\varphi_2=0$ 时的情形

a) 电流与电动势的曲线 b) 电磁转矩

笼条 1 的情形与时间 t_1 的状态相对应， $e_2=0$ ， i_2 为负振幅值。

笼条 2 的情形与时间 t_2 的状态相对应， e_2 为正值， i_2 为负值。

笼条 3 的情形与时间 t_3 的状态相对应， e_2 为正振幅值， $i_2=0$ 。

依此类推，得 i_2 的空间分布情形如图 3-16b 所示。

由图可知，左、右侧的笼条所受到的电磁力正好相等而方向相反，故合成的电磁转矩为 0。

$$3. 0<\cos\varphi_2<1, \pi/2>\varphi_2>0$$

这时，转子电流比电动势滞后 φ_2 角，如图 3-17a 所示。

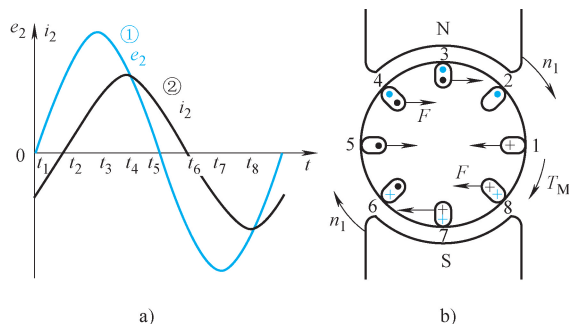


图 3-17 $0<\cos\varphi_2<1$ 时的情形

a) 电流与电动势的曲线 b) 电磁转矩

笼条 1 的情形与时间 t_1 的状态相对应, $e_2=0$, i_2 为负值。

笼条 2 的情形与时间 t_2 的状态相对应, e_2 为正值, i_2 为 0。

笼条 3 的情形与时间 t_3 的状态相对应, e_2 为正振幅值, i_2 为正值。

依此类推, 得 i_2 的空间分布情形以及各笼条所受电磁力的情形如图 3-17b 所示。其中:

笼条 1 和笼条 5 所受的电磁力相等而方向相反, 互相抵消。

笼条 3、4、7、8 所受电磁力形成的电磁转矩的方向相同。

可见, 此时的电磁转矩既不为 0, 也不是最大。并且, 不难看出, $\cos\varphi_2$ 越大, 电磁转矩也越大。所以, 异步电动机电磁转矩的计算公式是:

$$T_M = K_T \Phi_M I_2 \cos\varphi_2 \quad (3-13)$$

式中 T_M ——电动机产生的电磁转矩, $N \cdot m$;

K_T ——转矩系数;

Φ_M ——电动机的磁通, Wb ;

I_2 ——转子的电流, A ;

$\cos\varphi_2$ ——转子的功率因数。

3.3 异步电机的发电

撰写背景

不少读者反映, 异步电动机的发电状态, 要是囫圇吞枣地去理解, 似乎不难: 转子电流方向反了, 就变成发电状态了。但仔细思考起来, 却总觉得不大清晰: 转子电流方向反了以后, 定子电流的相位角是怎样变化的? 有没有异步发电机? 作者试验了一种通俗而深入的讲解方法, 取得了较好的效果。

3.3.1 异步电机能发电吗?

发电机是把机械能转换成电能的装置。就是说, 用一台原动机(汽轮机、柴油机、水轮机等)使电机的转子旋转起来, 就可以产生电能, 即发电。

任何电机都是可逆的, 既可以作为电动机, 也可以用作发电机。异步电机也不例外, 但却有它的特殊性。

3.3.1.1 异步发电机的特殊性

首先看一下其他发电机是怎样发电的?

1. 直流发电机

直流发电机的定子是磁极, 转子是电枢绕组, 如图 3-18a 所示。

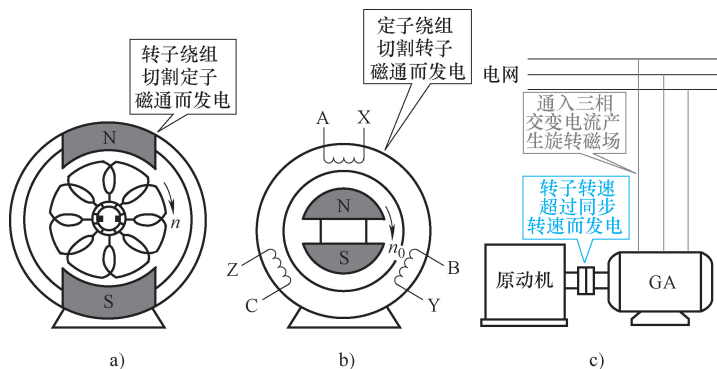


图 3-18 各种发电机

a) 直流发电机 b) 同步发电机 c) 异步发电机

当原动机带动转子旋转时,电枢绕组因切割定子磁场而产生感应电动势,经换向器和电刷引出,便得到直流电压。

2. 同步发电机

同步发电机的定子是三相绕组,转子是磁极,如图 3-18b 所示。

当原动机带动转子旋转时,定子的三相绕组切割转子磁场而产生感应电动势,从而输出三相交变电压。

3. 直流发电机和同步发电机的共同特点

- 1) 它们都有一个固定的磁场;
- 2) 它们在原动机的带动下,使绕组切割了磁力线而“从无到有”地“发”出电来。

4. 异步发电机的特殊性

异步电机的定子是三相绕组,转子是短路绕组,本身没有磁场。所以,异步电机只有原动机带动是发不出电来的。虽然,理论上说,利用剩磁也能发出电来,但并无实际意义。

异步电机要想发电,首先必须要建立磁场。但如所周知,异步电动机是在定子的三相绕组里通入三相交变电流后,才产生旋转磁场的。就是说,异步电机为了得到磁场,其定子绕组必须和三相电源相接,如图 3-18c 所示。毫无疑问,在这种情况下,它将作为异步电动机而运转起来了。但是,如果用一台原动机带动,使转子的转速超过同步转速,就成为了异步发电机。

所以,异步电机并不能“从无到有”地独立发电,这就是它的特殊性。

3.3.1.2 异步电动机的等效电路及其简化

电机学里,分析异步电动机的主要工具之一,便是等效电路。本文并不对电动机进行详细讨论,只是作为一种过渡,略作介绍而已。

1. 异步电动机的等效电路

异步电动机的等效电路如图 3-19 所示。

图中, r_1 ——定子绕组的电阻, Ω ;
 X_1 ——定子绕组的漏磁电抗, Ω ;
 r'_2 ——转子绕组的等效电阻, Ω ;
 X'_2 ——转子绕组的等效漏磁电抗, Ω ;
 r_m ——铁损的等效电阻, Ω ;
 R'_L ——机械负载的等效电阻, Ω 。

由图可知, 定、转子的电流之间, 存在着如下的关系:

$$I_1 = -I'_2 + I_0 \quad (3-14)$$

式中 I_1 ——定子电流, A;

I'_2 ——转子电流的折算值, A;

I_0 ——励磁电流, A。

式 (3-14) 表明, 定子电流包含着两个部分:

- 1) 转子电流, 用于和磁通相互作用, 产生电磁转矩;
- 2) 励磁电流, 用于产生磁通。

2. 等效电路的简化

当我们主要观察事物的工作特点, 而不必追求精确的计算结果时, 尽量地简化所研究的对象, 可以收到简单明了的效果。在异步电动机里, 如果忽略掉一些所占比例不大的次要因素, 如定子绕组的电阻, 定、转子的漏磁电抗以及铁损等, 就可以得到如图 3-20a 所示的简化等效电路。图中的 r'_2/s 是转子绕组的等效电阻(r'_2)

和机械负载的等效电阻 (R'_L) 合并的结果, 见式 (3-12)。

根据简化等效电路画出的相量图如图 3-20b 所示。

图中, U_1 ——电源相电压, 这里作为参考相量;

E_1 ——定子绕组的反电动势, 与电压反相;

E'_2 ——转子绕组的等效电动势, 与 E_1 相等;

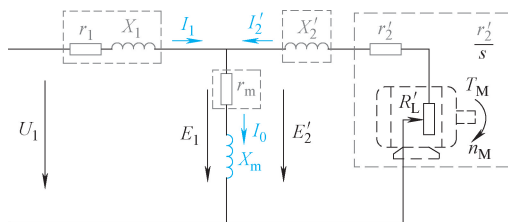


图 3-19 异步电动机的等效电路

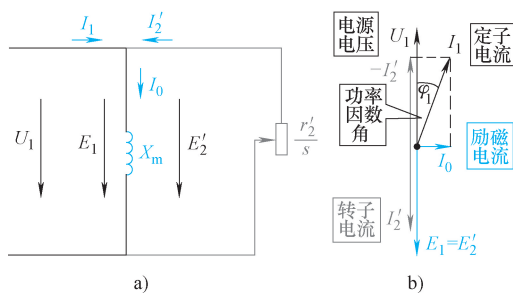


图 3-20 异步电动机的简化等效电路

a) 简化等效电路 b) 简化相量图

I_0 ——励磁电流，比电压滞后 $\pi/2$ (90°)；

I_2' ——转子的等效电流，和 E_2' 同相位；

I_1 ——定子电流，根据式 (3-15) 合成。

由图看出，在电动机状态，定子电流比电源电压滞后 φ_1 角， φ_1 小于 $\pi/2$ (90°)：

$$\varphi_1 < \pi/2 (90^\circ)$$

3.3.1.3 发电机状态的特点

异步电机的电动机状态和发电机状态的根本区别，仅在于转子与磁场之间的相对转速。

1. 电动机状态

电动机状态的根本特点，是转子绕组切割磁力线的方向和磁场的旋转方向相反，转子电流和旋转磁场相互作用所产生的电磁转矩 T_M 的方向与磁场的旋转方向相同，是促使转子旋转的驱动转矩，如图 3-21a 所示。

2. 发电机状态

在发电机状态，因为转子的转速超过了同步转速，转子绕组切割磁力线的方向和磁场的旋转方向相同。所以，转子绕组里感应电流的方向和电动机状态时相反了，所产生的电磁转矩的方向也和磁场的旋转方向相反，成为了阻止转子旋转的制动转矩，如图 3-21b 所示。

原动机将克服制动转矩而做功（发电）。

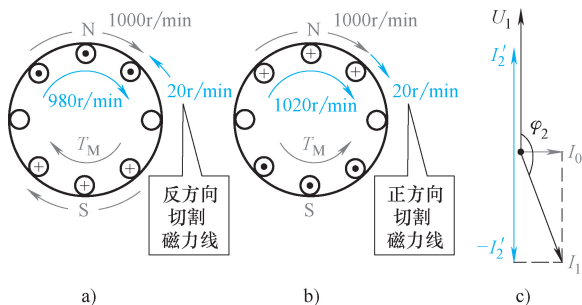


图 3-21 异步发电机的特点

a) 电动机状态 b) 发电机状态 c) 相量图

3. 相量图

发电机状态的相量图如图 3-21c 所示，它和电动机状态的区别，是转子电流的方向反了，但励磁电流不变。根据式 (3-15) 作出定子电流相量，如图 3-21c 所示。由图可知，定子电流与电源电压之间的相位差角 φ_2 大于 $\pi/2$ (90°)：

$$\varphi_1 > \pi/2 (90^\circ)$$

在这里，发电机状态和电动机状态的重要区别在于：

在电动机状态，电流比电压滞后的电角度小于 $\pi/2$ (90°)；而在发电机状态，电流比电压滞后的电角度大于 $\pi/2$ (90°)。

4. 异步电机“发电”时的波形图

为了便于说明问题，我们画出电压和电流的波形图，如图 3-22 所示。今说明如下：

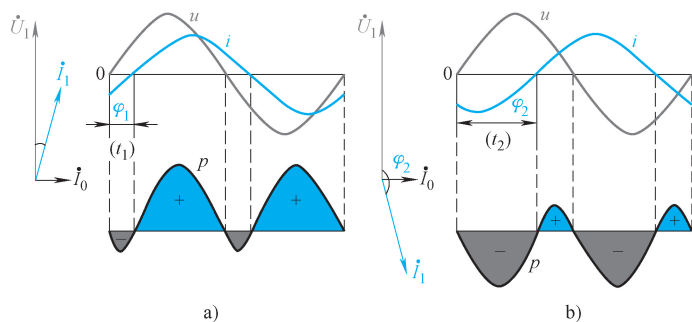


图 3-22 电流和电压的曲线图

a) 电动机状态 b) 发电机状态

(1) 电动机状态

如上所述,电动机状态时,电流与电压的波形图如图 3-22a 所示,由图可知,在 φ_1 角所对应的时间内 t_1 内,电源电压为“+”,而电流却是“-”的,说明两者是反方向的,实际上是电动机的反电动势克服了电源电压而做功,或者说,是电动机的磁场向电源反馈能量,从电源的角度看,功率为“-”。而在每半个周期的其余时间里,电流和电源电压的极性相同,是同方向的,说明是电源电压克服了电动机的反电动势而做功,或者说,是电动机从电源吸取能量,从电源的角度看,功率为“+”。因为 $\varphi_1 < \pi/2$,所以,磁场反馈的能量比电源提供的能量小,总体上说,是电源在做功,这就是电动机状态的特点。

(2) 发电机状态

发电机状态的波形图如图 3-22b 所示。因为 $\varphi_2 > \pi/2$,所以,在每半个周期的大部分时间里,电流的方向是和电源电压相反的。因此,在电机的磁场和电源之间交换能量的过程中,总体上说,是磁场向电源输送能量而“发电”了,从电源的角度看,平均功率是“-”的。

所以,异步发电机并不能如直流发电机和同步发电机那样,从没有电能“产生”出电能来。异步发电机的发电,仅仅是在电机和电源交换能量的过程中,从电机反馈给电源的能量比电源输入给电机的能量较大而已。也就是说,不论是电动机状态,还是发电机状态,始终存在着电动机的磁场和电源之间交换能量的过程,区别仅在于:当吸收的能量大于反馈能量时,是电动机状态,而当反馈的能量大于吸收的能量时,是发电机状态。

3.3.2 拖动系统里的发电机状态

在拖动系统里,异步电机的基本工作状态是电动机状态。但在某些特殊的拖动系统里,以及在一些改变参数后的暂态过程中,也有可能出现发电机的运行

状态。

3.3.2.1 负载释放位能时的发电

1. 释放位能的负载

在工矿企业中,有大量的起重机械,当起重机械把重物从高处放下时,重物的位能将减小。所以,起重机械放下重物的过程也就是重物释放位能的过程,如图 3-23a 所示。

2. 发电过程

重物下降时,即使没有动力,本身也具有重力加速度,下降的速度将越来越快。当电动机放下重物

时,在重力加速度作用下,转子的转速将越来越快,从而有可能超过同步转速,而使电动机处于发电状态,如图 3-23b 所示。

重物下降时,因为转子电流的方向相反了,所以,电机里电磁转矩的方向也和转子旋转的方向相反,是制动转矩,所以,也称为再生制动状态。这时,制动转矩的作用是阻止重物不断加速,使重物匀速下降。

3.3.2.2 暂态过程中的发电

在变频调速系统中,转速的下降是通过降低频率来实现的。假设电动机在较高频率下运行,其转速也较高。

例如,当频率为 50Hz 时,旋转磁场的同步转速为 1500r/min,转子的转速为 1480r/min,如图 3-24a 所示。

如把频率降为 48Hz,则同步转速随频率的下降而立即降至 1440r/min。但电动机的转子却因为有惯性,并不立刻下降。于是出现了同步转速低于转子转

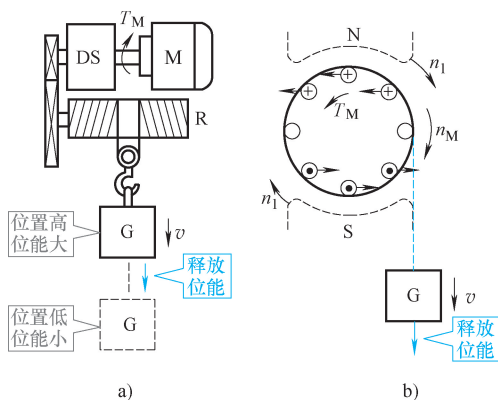


图 3-23 负载释放位能

a) 释放位能的负载 b) 发电过程

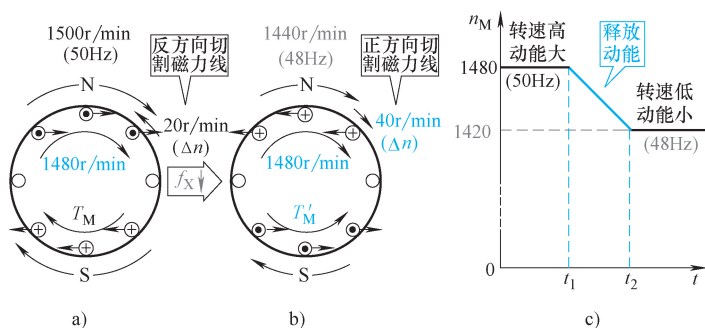


图 3-24 减小频率的发电状态

a) 频率为 50Hz b) 频率为 48Hz c) 释放动能

速的状态,即发电状态,或再生制动状态,如图 3-24b 所示。

当拖动系统在较高频率下运行时,动能较大。而在频率下降的过程中,因为转速在降低,故拖动系统的动能也在减小。所以,频率下降的过程,也是拖动系统释放动能的过程。

总而言之,拖动系统释放能量的过程,也就是异步电动机发电的过程。

3.4 三相整流子电动机

讲解背景

1970~1974 年间,我在宜昌市轮胎厂当维修电工。该厂有多台三相整流子电动机,师傅们要求我讲讲这种电动机的原理。我曾经在大学的《电机学》课程里讲授过这种电动机,但那是有相当的预备知识作铺垫的,而师傅们基本上都只有初中文化程度。又不能不讲,否则说我架子大。我冥思苦想之下,终于想出了一种虚拟的直流发电机作过渡,让师傅们比较轻松地听明白了。

3.4.1 基本构思

3.4.1.1 对三相交流异步电动机的回顾

1. 异步电动机的旋转原理

在三相交流异步电动机里,当在定子(一次侧)的三相绕组里通入三相交变电流时,它们的合成磁场是旋转磁场,转速是 n_1 ,转子(二次侧)的短路绕组将反方向切割磁力线而产生感应电动势和感应电流,感应电流又和磁场相互作用,产生电磁力 F 和电磁转矩 T_M ,使二次侧以转速 n_M 旋转,旋转方向与磁场旋转方向相同,如图 3-25a 所示。

2. 几个重要的关系式

(1) 旋转磁场的转速(同步转速)

$$n_1 = 60f_1/p \quad (3-15)$$

式中 n_1 ——同步转速, r/min;

f_1 ——定子电流的频率, Hz;

p ——磁极对数。

(2) 转差率

$$s = \Delta n / n_1 = (n_1 - n_M) / n_1 \quad (3-16)$$

式中 s ——转差率;

Δn ——转差, r/min;

n_M ——转子的转速, r/min。

(3) 二次电流的频率

$$f_{2S} = p \cdot \Delta n / 60 = s f_1 \quad (3-17)$$

式中 f_{2S} ——二次电流的频率, Hz。

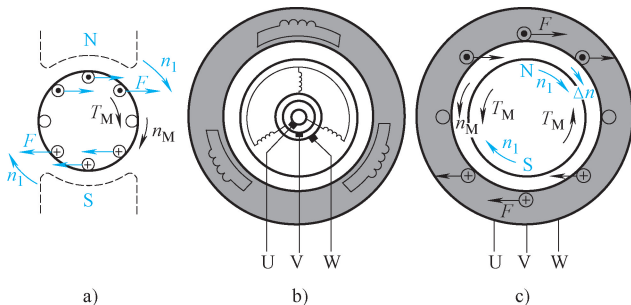


图 3-25 三相整流子电动机的构思

a) 异步电动机 b) 一、二次侧换位 c) 换位后的运行

3.4.1.2 一次侧和二次侧换位后的异步电动机

1. 调节方案的设想

如果能够在二次回路里加入一个可调的附加电动势 E_K , 则二次电流和电磁转矩, 以及电动机转速, 也都可以得到调节。条件是, 附加电动势 E_K 的频率也必须和二次电流的频率 f_{2S} 相等。

2. 双方绕组换位的思考

由于笼型异步电动机的二次绕组是笼条, 无法向二次绕组里加入附加电动势, 如果将双方的位置交换, 将一次侧的三相绕组安置在转子上, 三相交变电源通过三个电刷和集电环通入到三相绕组中去, 而把二次侧的短路绕组安置在定子上, 如图 3-25b 所示。

在这种情况下, 这台电动机将如何运行呢?

当三相交变电流通入转子上的三相绕组时, 所产生的旋转磁场, 相对于转子的转速是 n_1 。并且, 不管转子本身是否旋转, 转速多高, 旋转磁场相对于转子的转速永远是 n_1 。

旋转磁场在空间旋转时, 将被定子的短路绕组切割, 产生感应电动势和感应电流。通有感应电流的定子绕组, 和旋转磁场相互作用, 又要产生电磁力 F 和电磁转矩 T_M 。但由于定子是不能旋转的, 转子便得到了一个方向相反的电磁转矩, 使转子旋转起来, 旋转的方向和旋转磁场的旋转方向相反, 转速为 n_M , 如图 3-25c 所示。

一方面, 磁场以转速 n_1 围绕着转子旋转, 另一方面, 转子本身又以转速 n_M 反方向旋转, 显然, 旋转磁场在空间的转速应该是这两个速度之差:

$$\Delta n = n_1 - n_M \quad (3-18)$$

3.4.1.3 虚拟的直流发电机

1. 直流发电机结构特点

直流发电机的定子是磁极，转子是电枢绕组。当转子由原动机带动旋转时，电枢绕组将切割定子磁场而产生感应电动势。因为电枢绕组是交替地在 N 极下和 S 极下切割磁通，所以感应电动势也是交变的。如转子每分钟旋转 n 转，则电动势交变 n 次，即交变电动势的频率是：

$$f = n/60 \quad (3-19)$$

处在 N 极下元件的感应电动势的方向和处在 S 极下元件的感应电动势的方向相反。每一磁极下的一组元件串联成一个支路，如图 3-26 中之 AXB 支路和 AYB 支路。又将两个支路并联起来，由换向器和电刷引出。在电刷 A、B 间就得到合成的直流电动势，极性为 A “+”、B “-”，如图 3-26a 所示。这时，每条支路内所有元件内的电动势方向都相同，合成电动势最大。

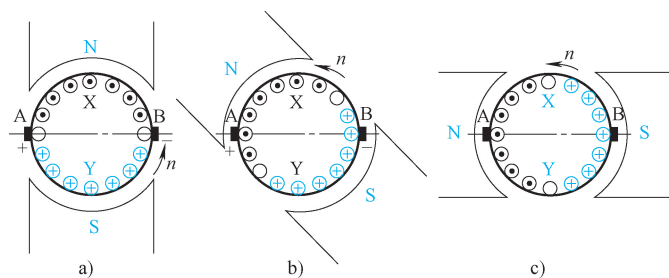


图 3-26 直流发电机的磁场旋转

a) 正常情况 b) 磁极旋转 45° c) 磁极旋转 90°

2. 磁场旋转的结果

(1) 磁极旋转 45°

今将磁极逆时针方向旋转 45° 。这时，每个磁极下各元件中电动势的方向是不变的。由于电刷位置不变，故每条支路内串联的元件也不变。如图 3-26b 所示，这时，每条支路内，都有部分电动势的方向是相反的，A、B 间的合成电动势就减小了。

(2) 磁极旋转 90°

今将磁极逆时针方向再旋转 45° ，每个磁极下各元件中电动势的方向仍不变。因电刷位置不变，每条支路内的感应电动势的方向正好互相抵消，A、B 间的合成电动势等于 0，如图 3-26c 所示。

(3) 磁极低速旋转

如果定子磁极以很低的转速旋转，则电刷 A、B 间的感应电动势将是频率很低的交变电动势，如图 3-27 所示。

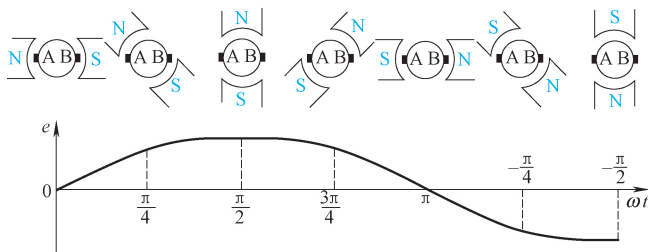


图 3-27 磁极缓慢旋转的直流发电机

如果磁极的转速正好等于转差 Δn ，则电刷 A、B 间感应电动势的频率是：

$$f_X = p \cdot \Delta n / 60 = s f_{2s} \quad (3-20)$$

这里，我们得到了一个很有意思的结论：电枢绕组经整流子换向后，在电刷间得到的合成电动势取决于磁极相对于电刷的旋转速度：磁极静止时，电刷间得到的是直流电；磁极缓慢地旋转时，电刷间得到的是频率很低的交流电。并且，电刷 A、B 间得到的感应电动势的频率正好和定子绕组里的电动势频率相同。

3. 改变电刷 A、B 的相对位置

现在，让磁极不动，而使电刷 A、B 在整流子上移动，看看其结果。

(1) 电刷相向移动 45°

这时，在 AXB 支路内的元件数减少了，但各元件里的电动势方向都相同，和电刷未移动前相比，合成电动势减少了；AYB 支路内的元件数虽多，但有部分元件的电动势方向是相反而互相抵消的，合成电动势和 AXB 支路的相同，两电刷的极性分别是 A “+”、B “-”，如图 3-28a 所示。

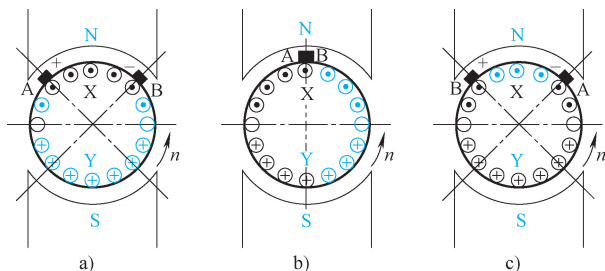


图 3-28 磁极不动而改变电刷位置

a) 相向移动 b) 两电刷重合 c) 再移动 45°

(2) 电刷再相向移动 45°

这时，电刷 A、B 重合，两条支路也重合，都包含了所有元件，但两条支路中，所有元件的电动势都是互相抵消的，故合成电动势为 0，如图 3-28b 所示。

(3) 电刷再相向移动 45°

这时的状态和图 3-28a 所示的状态相同，但电刷的极性反了，变成了 A

“-”、B “+”了,如图 3-28c 所示。

于是我们看到,如果两个电刷的相互位置能够在整流子上移动的话,两电刷间的合成电动势就可以平滑地进行调节了。

3.4.2 三相交流整流子电动机的特点

3.4.2.1 若干结论的回顾

1. 一次侧和二次侧换位

(1) 换位后特点

当把异步电动机的一次侧和二次侧换位后,转子的旋转方向和磁场相反;磁场在空间的转速等于转差 Δn ;而定子绕组里的电动势频率等于转差频率 f_{2s} ,如图 3-29a 所示。

(2) 调速方法

如果在二次侧绕组里加入频率等于 f_{2s} 的附加电动势 E_K ,则调节 E_K 的大小,就可以调节转子的转速。

2. 虚拟的直流发电机

如果在转子上安装一套直流绕组,以及换向器和电刷,则在电刷两端所得到的电动势的频率正好等于 f_{2s} , E_K 的大小可通过改变电刷的相对位置而进行调节,如图 3-29b 所示。

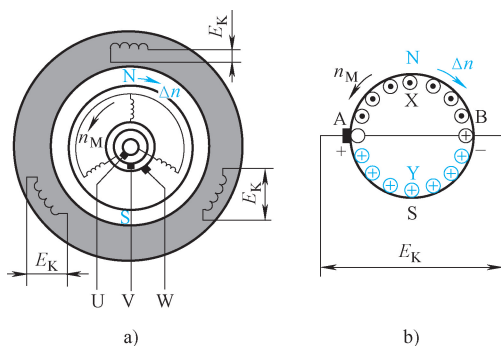


图 3-29 两个重要结论

a) 定、转子换位 b) 虚拟直流发电机

3.4.2.2 三相交流整流子电动机的结构要点

三相交流异步电动机的结构要点如图 3-30 所示。

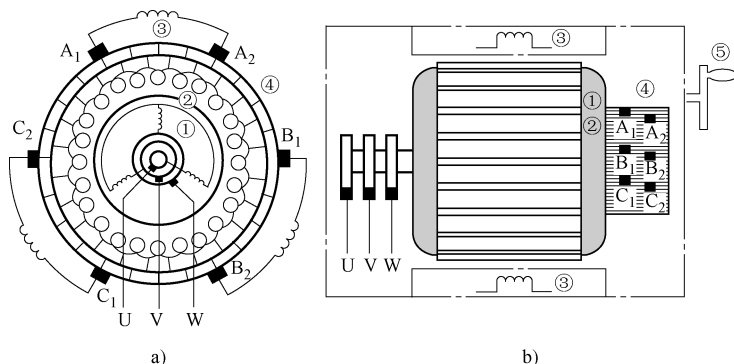


图 3-30 三相交流整流子电动机

a) 绕组结构 b) 外观

1. 定子特点

定子上安装三相或多相二次绕组③，每相绕组的两端和换向器④上的电刷相接，如图 3-30a 所示。

2. 转子特点

转子槽内安放两层绕组：内层安置一次侧的三相绕组，其引出线分别和三个集电相接，并通过电刷接至三相电源。转子槽的外层安置直流绕组，也称调节绕组，它和换向器上的各换向片相接。换向器上有两排电刷，两排电刷的相对位置可通过调速手柄⑤在一定范围内平滑地进行调节，如图 3-30b 所示。

3. 4. 2. 3 三相交流整流子电动机的调速原理

1. 旋转原理

转子上的三相主绕组中通入三相交变电流后，就产生旋转磁场，相对于转子的转速是同步转速 n_1 。不论转子本身是否旋转，这个相对转速是不变的。

旋转磁场被定子上的二次绕组切割，定子二次绕组里就产生感应电动势和电流。感应电流又和旋转磁场相互作用，产生电磁转矩 T_M 。 T_M 力图使定子跟着磁场一起旋转，但定子不能旋转，转子便由于反作用力而向着相反的方向以转速 n_M 旋转。

2. 调速原理

一方面，转子主绕组产生的旋转磁场以 n_1 的转速相对于转子旋转；另一方面，转子本身又以转速 n_M 向着相反的方向旋转。从静止的空间看去，这时的旋转磁场就犹如在空间以转差 Δn 缓慢地旋转着的一对磁极，它被定子的二次绕组切割后，产生的感应电动势和电流的频率是如式 (3-18) 所示的转差频率。

而如上所述，调节绕组的两排电刷间引出的合成电动势的频率也恰巧等于转差频率。所以，把电刷的引出线和定子二次绕组相接后，调节两排电刷间的相对位置，就可以调节附加电动势 E_K 的大小，从而调节电动机的转速。

3. 4. 3 三相交流整流子电动机的机械特性

3. 4. 3. 1 异步电动机的机械特性

1. 机械特性的定义

机械特性是说明拖动系统工作情况的重要特性。电动机的机械特性是说明电动机产生的电磁转矩 T_M 和转速 n_M 之间的关系，它体现了电动机的带负载能力。电动机在没有人为地改变其参数时的机械特性，称为自然机械特性。

2. 机械特性的实用表达式

作为电动机的使用者，要精确地进行计算是比较困难的。所以，在工程计算中，可以通过实用表达式来进行计算：

$$T_M = \frac{2T_K}{\frac{s_K}{s} + \frac{s}{s_K}} \quad (3-21)$$

式中 T_M ——电动机的电磁转矩, $N \cdot m$;

T_K ——电动机的临界转矩, 也称为最大转矩, $N \cdot m$;

s ——转差率, 其定义见式 (3-16);

s_K ——临界转差率, 是电动机产生临界转矩时的转差率。

3. 机械特性的描绘

自然机械特性的形状如图 3-31 中的曲线①所示, 主要决定于三个点的位置:

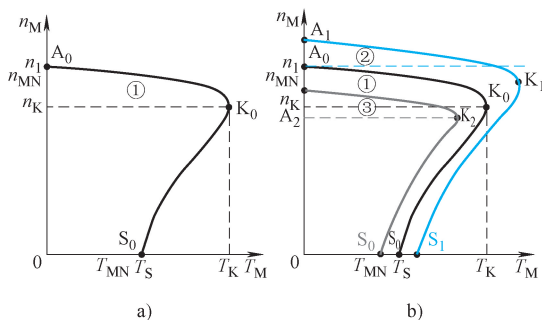


图 3-31 电动机的机械特性

a) 普通异步电动机 b) 整流子电动机

(1) 理想空载点

所谓理想空载, 就是假设电动机在旋转过程中, 一点阻力都没有。在这种情况下, 转子的转速是可以达到同步转速的。所以, 理想空载点的坐标是:

$$T_M = 0, n_M = n_1 (s = 0)$$

如图 3-31a 中之 A_0 点。

(2) 起动点

电动机刚接通电源, 但转速仍为 0 ($n_M = 0, s = 1$) 时称为起动点 S 。这时的转矩称为起动转矩 T_S , 也叫堵转转矩。S 点的坐标是:

$$T_M = T_S, n_M = 0$$

如图 3-31a 中之 S_0 点。

(3) 临界点

临界点的坐标是:

$$T_M = T_K, n_M = n_K$$

如图中之 K_0 点。

4. 临界点的求出

(1) 临界转矩

通过额定功率 P_{MN} 和额定转速 n_{MN} ，可以求出额定转矩：

$$T_{MN} = \frac{9550 P_{MN}}{n_{MN}} \quad (3-22)$$

又通过额定转矩 T_{MN} 和过载能力 k_T 可求出临界转矩：

$$T_K = k_T T_{MN} \quad (3-23)$$

式中 k_T ——电动机的过载能力。

(2) 临界转差率

可通过下式求出：

$$s_K = s_N (k_T + \sqrt{k_T^2 - 1}) \quad (3-24)$$

3.4.3.2 三相整流子电动机的机械特性

1. 转矩的实用表达式

$$\text{令} \quad \varepsilon = E_K / E_2 \quad (3-25)$$

式中 ε ——附加系数；

E_K ——附加电动势，V；

E_2 ——转子不动时的副方电动势，V。

则，三相交流整流子电动机的转矩的实用表达式为

$$T_M = \frac{2T_K}{\frac{s_K}{s} + \frac{s}{s_K}} \left(1 + \frac{\varepsilon}{s} \right) \quad (3-26)$$

2. 同步转速

(1) E_K 与 E_{2S} 同方向

$$n'_1 = n_1 (1 + \varepsilon) \quad (3-27)$$

式中 n'_1 —— E_K 与 E_{2S} 同方向时，二次绕组里加入 E_K 后的同步转速，r/min。

(2) E_K 与 E_{2S} 反方向

$$n'_2 = n_1 (1 - \varepsilon) \quad (3-28)$$

式中 n'_2 —— E_K 与 E_{2S} 反方向时，二次绕组里加入 E_K 后的同步转速，r/min。

式 (3-28) 说明，当 E_K 与 E_{2S} 反方向时，其理想空载转速将低于旋转磁场的转速，如图 3-31b 中的 A_2 点。

式 (3-28) 说明，当 E_K 与 E_{2S} 同方向时，其理想空载转速将高于旋转磁场的转速，如图 3-31b 中的 A_1 点。

3. 起动转矩

$$T_S = T_{S0} (1 \pm \varepsilon) \quad (3-29)$$

式中 T_{s0} ——未加 E_K 时的起动转矩, $N \cdot m$ 。

当 E_K 与 E_{2s} 同方向时, 取 “+” 号; E_K 与 E_{2s} 反方向时, 取 “-” 号。可见, 三相交流整流子电动机的起动转矩是随附加电动势而变的, 如图 3-31b 中的 S_1 和 S_2 所示。

4. 三相交流整流子电动机的临界点

(1) 临界转差率

计算公式是

$$s_{KX} = -\varepsilon + \sqrt{\varepsilon^2 + s_{K0}^2} \quad (3-30)$$

式中 s_{KX} ——三相交流整流子电动机的临界转差率;

s_{K0} ——未加 E_K 时的临界转差率。

式 (3-30) 中, 恒有

$$\left| \sqrt{\varepsilon^2 + s_{K0}^2} \right| > |\varepsilon|$$

所以, 不论 ε 是 “+” 还是 “-”, $|\varepsilon|$ 越大, s_{KE} 和 s_{K0} 之间的差也越大。

(2) 临界转矩

$$\frac{T_{KX}}{T_{K0}} = \frac{s_{KX} + 2\varepsilon}{s_{K0}} \left\{ T_{KX}/T_{K0} = (s_{KX} + 2\varepsilon)/s_{K0} \right\} \quad (3-31)$$

式 (3-31) 说明, 当 E_K 与 E_{2s} 同方向, ε 为 “+” 时, $T_{KX}/T_{K0} > 1$, $T_{KX} > T_{K0}$, 机械特性如图 3-31b 中之曲线②所示; 而当 E_K 与 E_{2s} 反方向, ε 为 “-” 时, $T_{KX}/T_{K0} < 1$, $T_{KX} < T_{K0}$ 机械特性如图 3-31b 中之曲线③所示。

3.5 电动机绕组的接线舞曲

创作背景

20 世纪 50 年代的技工学校, 完全照搬苏联的模式。一天理论, 一天实习。对于《电机修理》这门课, 实习的主要内容是让学生反复地给电动机 “下线”, 就是把线圈嵌入到铁心里去。

电机绕组的接线是一件相当头痛的事情, 线圈都嵌入到铁心里以后, 留出了许许多多的接线端子, 都是一根根的线头, 又没有标记, 要把它们准确地连接起来, 既异常麻烦, 又很容易出错。我于是自己在纸上进行了无数次的 “接线”, 终于摸出了一些规律, 编写了一个顺口溜, 还配了一首舞曲, 称之为 “接线舞曲”, 学生们边唱边接线, 非但迅速而准确, 还格外地显得喜庆。

3.5.1 异步电动机的定子绕组

3.5.1.1 定子绕组概况

1. 绕组的结构

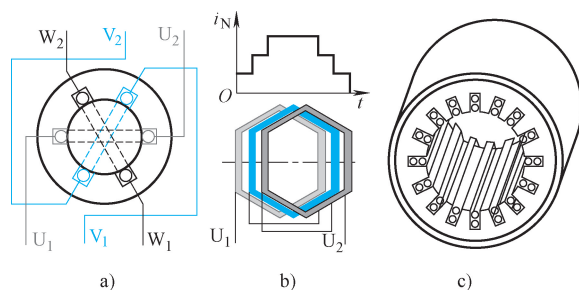


图 3-32 三相异步电动机的绕组概况

a) 三相绕组特点 b) 分布绕组 c) 双层绕组的铁心

异步电动机的定子绕组是用来产生旋转磁场的，其大致安排如图 3-32a 所示。但实际的电动机里，总是把一相的绕组分成若干个较小的线圈，做成分布绕组，分布绕组里通入电流后，磁动势波形为阶梯形，如图 3-32b 所示。则既可以提高铁心的利用率，还可以使磁动势的波形尽量地接近于正弦波，减小其谐波分量。

通常，每一个定子槽里都安置两个绕组边，称为双层绕组，其铁心的结构如图 3-32c 所示。

2. 绕组的展开图

要了解绕组的电路，需要把定子展开，如图 3-33a 所示，把铁心切断，向左右展开。展开后如图 3-33b 所示，如把铁心移去，

就得到如图 3-33c 所示的绕组展开图。如果是双层绕组，则在展开图中，每个定子槽的上层边用实线表示，下层边用虚线表示。

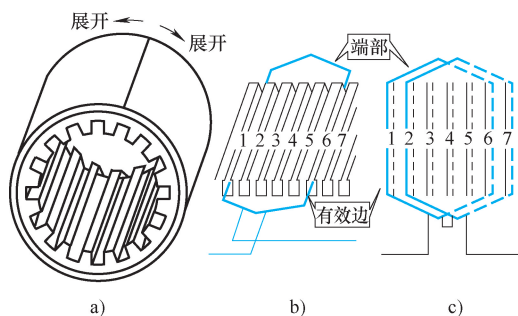


图 3-33 绕组的展开图

a) 铁心切开 b) 展开平面 c) 绕组展开图

3. 几个基本名词

(1) 实例

某电动机的数据是：37kW，4 极 ($2p=4$)，定子上有 36 个槽 ($Z=36$)，双层绕组，故定子槽内有两个线圈边。

(2) 极距

电动机中，每两个相邻磁极轴线之间的距离，称为极距 τ 。实际上也是每个磁极所覆盖的定子槽数：

$$\tau = Z/2p \quad (3-32)$$

式中 τ ——极距；

Z ——定子槽数;

p ——磁极对数。

在本电动机里, $Z=36$, $2p=4$, 所以, $\tau=36/4=9$ 。

(3) 节距

一个线圈的两个有效边之间的槽数, 称为节距 y 。本电动机里, $y=7$ 。

如 $y=\tau$, 称为整距绕组, 如图3-34a所示。

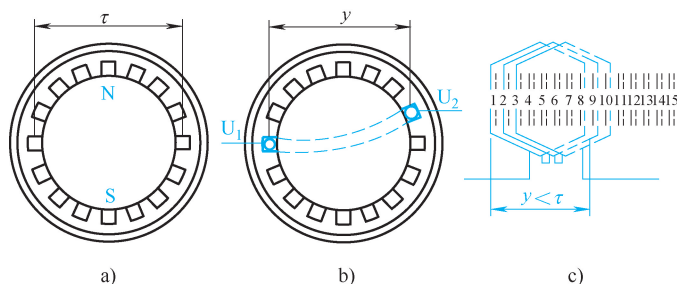


图 3-34 绕组的极距和节距

a) 绕组的极距 b) 绕组的节距 c) 短距绕组

如 $y<\tau$, 称为短距绕组, 如图3-34b所示, 一般电动机里, 都采用短距绕组, 其展开图如图3-34c所示。

采用短距绕组可以进一步削弱磁动势和电动势的谐波分量, 尤其是能够较好地削弱5次谐波和7次谐波。除此以外, 采用短距绕组还可以节约端部的铜钱。

(4) 每极每相槽数 q

在三相交流异步电动机里, 每个磁极下的绕组分别属于三相。则每极每相的槽数为

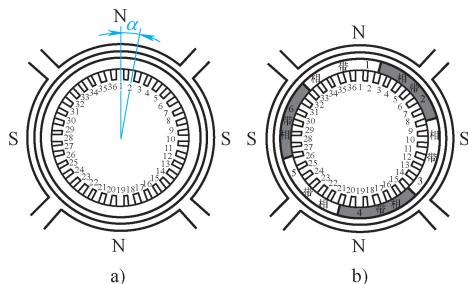


图 3-35 槽距角与相带

a) 槽距角 b) 相带

$$q = Z / (3 \times 2p) \quad (3-33)$$

式中 q ——每极每相槽数。

(5) 极相组

每个磁极下, 属于同一相的绕组, 称为是一个极相组, 图3-34c所示, 就是一个极相组的展开图。很明显, 每一个极相组里具有 q 个线圈。

(6) 槽距角 α

两个相邻的定子槽之间所对应的电角度, 如图3-35a所示:

$$\alpha = p \times 360 / Z \quad (3-34)$$

式中 α ——槽距角。

(7) 相带

每极每相的定子槽所对应的电角度，称为相带。很明显，在这台电动机里，因为一个磁极所对应的电角度是 180° ，所以相带是 60° 。目前，绝大多数电动机都采用 60° 相带，如图 3-35b 所示。

3.5.1.2 绕组的接线规律

各极相组在定子上的分布如图 3-35a 所示。在每个磁极下，都有三个极相组，分别属于三相。因为各相之间，必须互差 120° 电角度，所以，在排列时，V 相的起始边（常称为相头）和 U 相的起始边，以及 W 相的起始边之间，都要相隔两个相带，如图 3-36 所示。

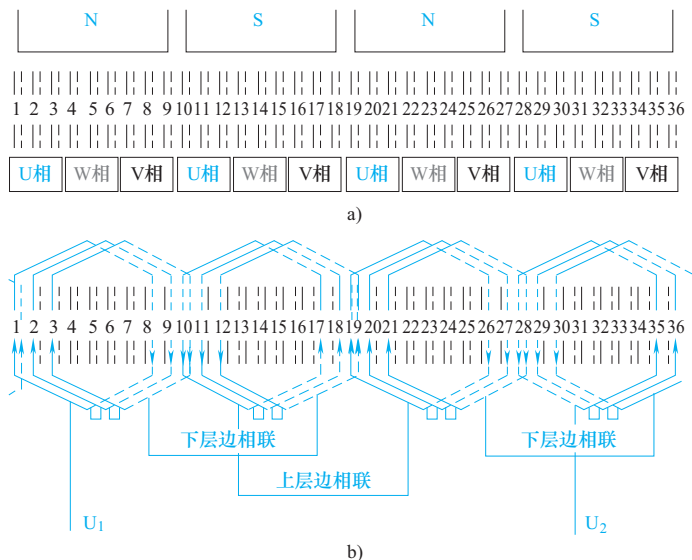


图 3-36 定子双层绕组的接线规律

a) 极相组的安排 b) U 相绕组的接线

1. 一相绕组的接线

以 U 相绕组为例，说明其接线规律：因为两个相邻的极相组处在不同极性的磁极下，所以，它们的电流绕行方向是相反的。于是得到两个相邻极相组之间的接线规律：下层边与下层边相接，上层边与上层边相接，如图 3-37b 所示。

2. 三相绕组接线图

按照同样规律，画出 V 相绕组和 W 相绕组的接线图。需要注意的是，V 相的起始边和 U 相的起始边之间，以及 W 相的起始边和 V 相的起始边之间，都应

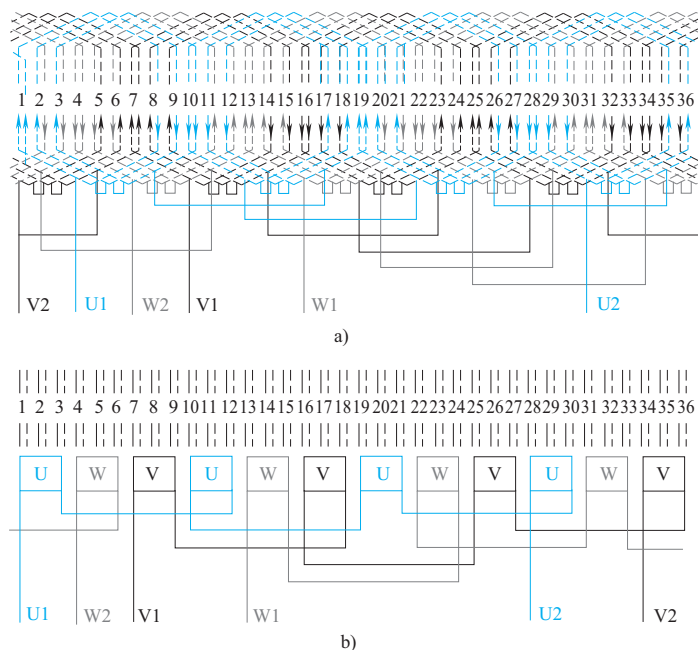


图 3-37 三相绕组的接线

a) 三相绕组接线全图 b) 极相组接线图

该相隔 120° 电角度，如图 3-37a 所示。

3. 极相组接线图

实际工作中，在绕制绕组时，同一个极相组的几个线圈通常是不分离的。所以，在画接线图时，就可以只画出极相组之间的接线图就可以了，如图 3-36b 所示。

接线的基本规律是：

- 1) 各相头之间，必须互隔 120° 电角度；
- 2) 同一相的各极相组之间，应该是下层边与下层边相接，上层边与上层边相接。剩下的三个头，就是相尾了。

3.5.2 接线规律与舞曲

3.5.2.1 定子绕组接线规律

接线步骤：

第一步，先把所有的上线头和下线头都分开。例如，所有的上线头都翻向电动机的外侧；而所有的下线头都翻向电动机的里侧，如图 3-38a 所示。

第二步，以接线口为中心，两边各留三个头，如图 3-38b 所示。这是因为，

最后有六根线要连接到外部的接线盒去，为了尽量缩短连接线，所以，六个出线头应尽量接近接线口。

第三步，每隔两组找线头。但必须符合两个原则：

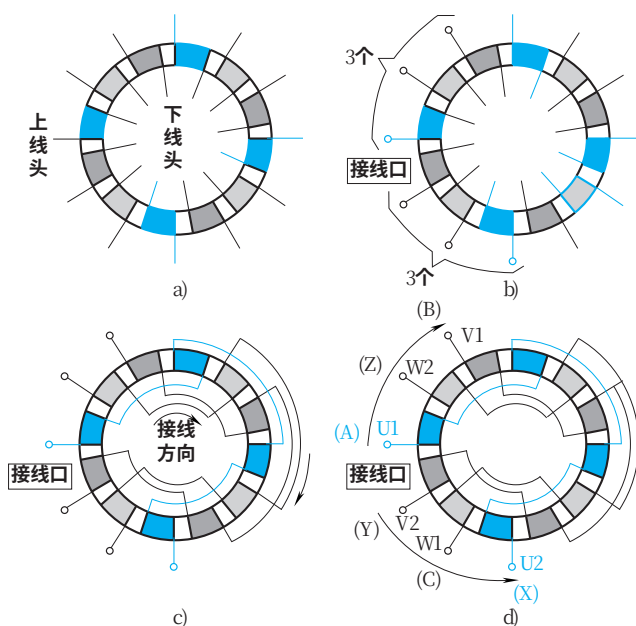


图 3-38 绕组接线的步骤

a) 分开线头 b) 留出线端 c) 依次接线 d) 确定线端

1) 上线头与上线头相接；下线头与下线头相接。

2) 接线的顺序必须相同，如图 3-38c 所示。

第四步，确定各相外接端子的标记。它们应该是：接线口的顺时针一侧是 U1、W2、V1；逆时针一侧是 V2、W1、U2，如图 3-38d 所示。

3.5.2.2 接线顺口溜

接线以前做准备，上下线头都分开；
接线口来做中心，左右各留三个头；
要就都留上线头，要就都留下线头；
它们六个顺序是，AZB 和 Y（呀）CX（希）；
其余还有多少头，每隔两组找线头；
或者都向左边走，或者都向右边走；
上线头接上线头，下线头接下线头；
顺此一路接下去，所有线头都接完。

电动机接线舞曲

$\underline{\underline{5 \cdot 1 \cdot 1}}$	$\underline{1 \cdot 1}$	$\underline{7 \cdot 6 \cdot 5 \cdot}$		$\underline{\underline{5 \cdot 2 \cdot 2}}$	$\underline{2 \cdot 2}$	$\underline{3 \cdot 2}$	$\underline{1}$		$\underline{\underline{5 \cdot 1 \cdot 1}}$	$\underline{1 \cdot 1}$	$\underline{7 \cdot 6 \cdot 5 \cdot}$	
接 线	以 前	做 准 备		上 下	线 头	都 分 开			出 线	口 来	做 中 心	
其 余	还 有	多 少 头		每 隔	两 组	找 线 头			或 者	都 向	左 边 走	
$\underline{\underline{5 \cdot 5 \cdot 5 \cdot}}$	$\underline{6 \cdot 7 \cdot}$	$\underline{1 \cdot}$		$\underline{2 \cdot 5 \cdot 5 \cdot}$	$\underline{5 \cdot 5 \cdot}$	$\underline{6 \cdot 5 \cdot}$	$\underline{4}$		$\underline{4 \cdot 5 \cdot}$	$\underline{6 \cdot 6 \cdot}$	$\underline{5 \cdot 4 \cdot}$	$\underline{5 \cdot}$
左 右	各 留	三 个 头		要 就	都 留	上 线 头			要 就	都 留	下 线 头	
或 者	都 向	右 边 走		上 线	头 接	上 线 头			下 线	头 接	下 线 头	
$\underline{2 \cdot}$	$\underline{\underline{5 \cdot 5 \cdot}}$	$\underline{5 \cdot 5 \cdot}$	$\underline{4 \cdot 3 \cdot 2 \cdot}$		$\underline{5 \cdot 4 \cdot}$	$\underline{3 \cdot 2 \cdot}$	$\underline{1 \cdot 1 \cdot 1 \cdot}$					
它 们	六 个	顺 序 是		A	Z	B 和	Y C X					
顺 此	一 路	接 过 去		所 有	线 头	都 接 完						

第4章 电力拖动拾遗

4.1 力矩电动机调速

开发背景

1981年，宜昌市塑料编丝织袋厂引进全套日本设备，我被任命为消化小组组长，进驻该厂。日本设备中，力矩电动机用得较多，用法较简洁。其调压方法主要用晶闸管。1988年，我们在为河南某电机厂配置力矩电动机调速装置时，改用PWM技术控制功率晶体管，取得了成功。

4.1.1 力矩电动机简介

4.1.1.1 构造与机械特性

1. 构造特点

力矩电动机，也称高转差率电动机，其构造和普通的笼型异步电动机完全相同，只是，其转子绕组是用高电阻材料构成的。

2. 机械特性

绕线转子异步电动机在转子回路里串联电阻后，机械特性的特点是：临界转矩不变，临界转速下降，如图4-1a所示。

力矩电动机在本质上和绕线转子异步电动机在转子回路里串联电阻是相同的，所以其机械特性的特点也类似，只是转子绕组的电阻值更大，临界点可移至

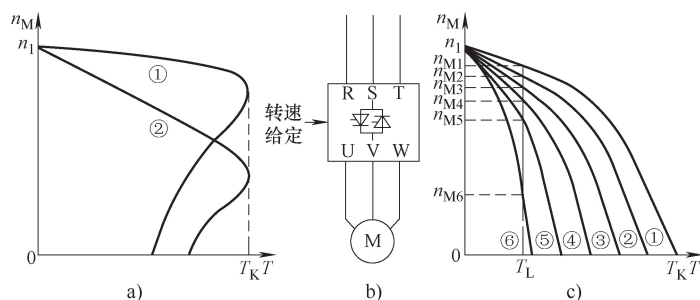


图4-1 力矩电动机的机械特性

a) 转子串联电阻机械特性 b) 力矩电动机 c) 机械特性

横坐标以下，其自然机械特性如图 4-1c 中之曲线①所示。

4.1.2.2 力矩电动机的调速

1. 开环调速

如图 4-1b 所示，在负载转矩不变的前提下，电压越低，电动机的转差越大，转速越低。所以，调节三相电源的电压，就可以得到不同的转速，如图 4-1c 中之 n_{M1} 、 n_{M2} 、 $\dots$ 、 n_{M6} 所示。

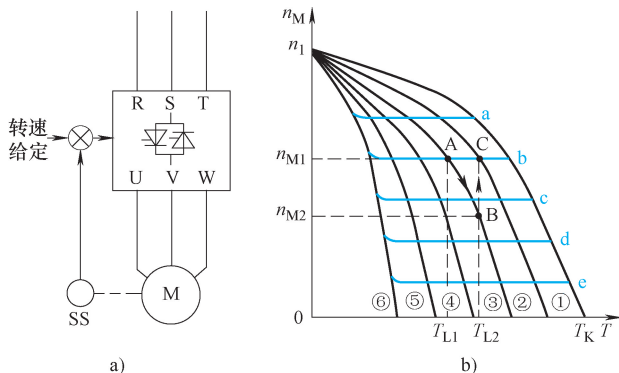


图 4-2 力矩电动机的闭环调速

a) 闭环控制示意图 b) 闭环控制后的机械特性

由于电动机的临界转速很低，在降低电压的情况下，得到的机械特性如曲线②、③、④、⑤、⑥所示。很明显，这些机械特性都很软，负载转矩变化时，转速的变化很大，运行是不够稳定的。

2. 闭环调速

实际使用时，都把控制电路连接成闭环控制系统，如图 4-2a 所示，图中，SS 是速度传感器，用于将转速信号反馈到转速给定电路。举例说，负载转矩等于 T_{L1} 时，工作点在曲线③上的 A 点，转速是 n_{M1} 。当负载转矩增大为 T_{L2} 时，工作点将下移至 B 点，转速降至 n_{M2} 。这时，由于转速反馈的结果，使转速控制器的输出电压升高，电动机的机械特性变为曲线②，工作点跳转到曲线②的 C 点，转速又上升为 n_{M1} ，可以看出，通过转速反馈，可以得到如曲线 a、b、c、d、e 那样的较硬的机械特性，从而扩展了它的用途。

4.1.2 调压控制的主电路

4.1.2.1 三相可控调压

1. 通用接法

在三相电源进线处，每相都串联一个双向晶闸管，如图 4-3a 所示。

此方法的缺点是，定子绕组里将存在高次谐波电流，则：

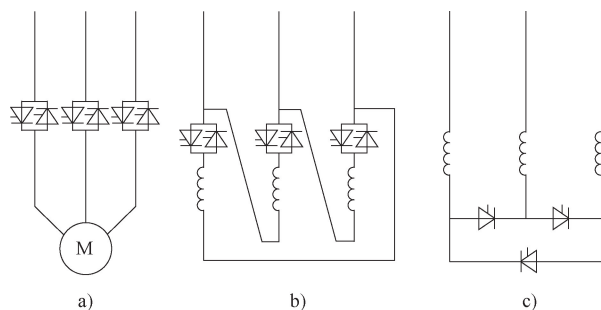


图 4-3 三相可控主电路

a) 通用电路 b) 定子绕组为 Δ 形 c) 定子绕组为Y形

- (1) 当定子绕组为 Δ 形时 高次谐波电流的零序分量将在绕组里形成环流；
- (2) 当定子绕组为Y形时 因为没有中线，所以高次谐波电流的零序分量为零，但中点存在着位移电压。

所以，在实际应用中，此法不宜采用。

2. 定子绕组为 Δ 形接法 把双向晶闸管和各相绕组串联后再联结成 Δ 形，从而避免了形成环流的可能性，如图 4-3b 所示。

3. 定子绕组为Y形接法

把各相绕组的尾端，由单向晶闸管作环形联结，从而有效地避免了零序分量的影响，如图 4-3c 所示。

4.1.2.2 单相异步电动机的回顾

1. 单相电动机的磁场

单相电动机的磁场是脉动磁场，如图 4-4 所示，它可以分解成两个方向相反而相同的旋转磁场，如图 4-4b 所示。

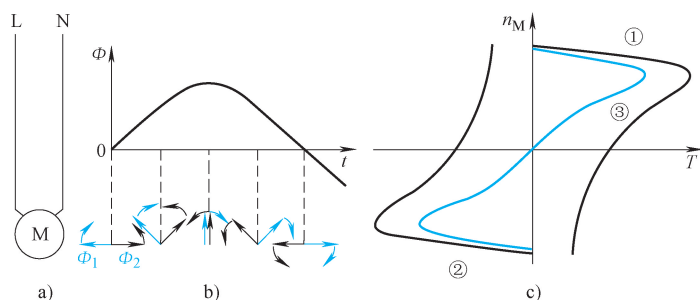


图 4-4 单相电动机的特性

a) 单相电动机 b) 单相磁场的分解 c) 机械特性

2. 单相电动机的电磁转矩

如果只有一个旋转磁场,则所得到的机械特性将分别如图 4-4c 中的曲线①和曲线②所示。当两个旋转磁场同时作用时,所得到的机械特性如图中之曲线③所示。

3. 单相电动机的工作特点

单相电动机在静止状态下,是没有电磁转矩的。但一旦向某一方向有了一点转速后,它就能旋转起来,旋转方向由初始方向决定。实际的单相电动机总要设置一个能够产生附加转矩的装置使之产生起动转矩。

4. 1. 2. 3 一相调压的调速方案

1. 一相调压的调速原理

在 U 相中接入双向晶闸管,如图 4-5a 所示。则 U 相中将通入少量电流,电动机的合成磁场将是椭圆旋转磁场,如图 4-5b 所示。

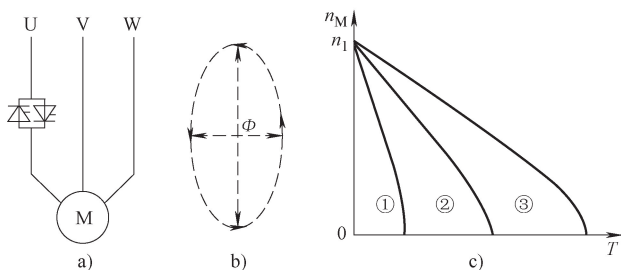


图 4-5 调节一相电压的机械特性

a) 调节一相电压的主电路 b) 椭圆旋转磁场 c) 机械特性

这时,力矩电动机的机械特性如图 4-5c 中之曲线①、曲线②和曲线③所示。通过调节双向晶闸管的导通角,就可以调节 U 相电流的大小,从而得到不同椭圆度的旋转磁场,也就得到不同的机械特性曲线。

由于双向晶闸管导通角的调节是无级的,所以,力矩电动机可以实现无级调速。

2. 一相调压的脉宽调制

20 世纪 80 年代,大功率晶体管以及脉宽调制技术开始普及,于是出现了利用脉宽调制技术来调节电压的控制方案。

一相调压的脉宽调制电路如图 4-6a 所示。

当输入电压为上“+”下“-”时,电流的路径是:“+”→VD₁→VT→VD₂→“-”;

当输入电压为下“+”上“-”时,电流的路径是:“+”→VD₃→VT→VD₄→“-”。

可见,不论电源电压的方向如何,都必须通过晶体管 VT,因此,改变 VT 的脉冲占空比,就能改变 U 相电流的大小,从而调节电动机的转速。

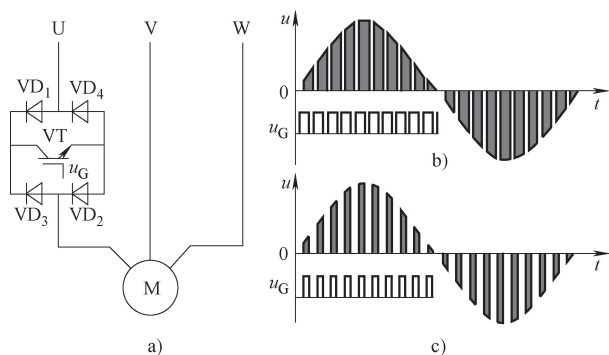


图 4-6 一相调压的脉宽调制

a) 脉宽调制电路 b) 占空比较大时 c) 占空比较小时

当脉冲序列的占空比较大时，输出的平均电压也较大，如图 4-6b 所示；反之，当脉冲序列的占空比较小时，输出的平均电压也较小，如图 4-6c 所示。

4.2 滑差电动机的机械特性

讲解背景

在变频调速技术普及推广之前，滑差电动机由于能够无级调速，在纺织、塑料等行业中，应用得十分广泛。但对于其机械特性，却很少有比较详细的论述。笔者因曾经消化过日本设备中的电力拖动部分，并仿制过日本滑差电动机的控制器。时至今日，其控制电路已经过时，今仅就其机械特性作一探讨。

4.2.1 滑差电动机的构造和原理

4.2.1.1 滑差电动机的构造

滑差电动机也叫电磁调速电动机，其基本结构原理如图 4-7 所示，它相当于两级异步电动机。

1. 第一级电动机

第一级电动机就是拖动电动机 1，也是原动机。

2. 第二级电动机

第二级也叫转差离合器，由电枢 2 和磁极 4 构成，两者都能旋转。电枢呈圆筒形，由铸钢构成，它和拖动电动机同轴，由拖动电动机带动旋转。磁极 4 做成爪形，由励磁绕组 3 励磁。其轴就是电磁转差离合器的输出轴，也叫从动轴。

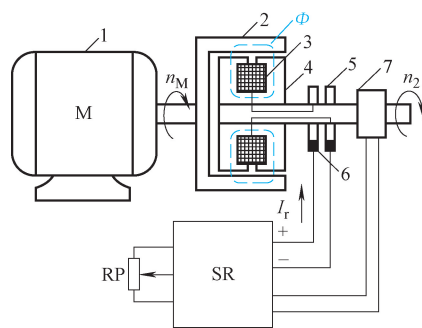


图 4-7 滑差电动机的构造

3. 磁路与反馈

励磁绕组 3 由调节器 SR 通过集电环 5 和电刷 6 提供可调的直流励磁电流 I_f ，使磁极 4 产生磁通 Φ 。

从动轴上装有测速装置 7，用以进行转速反馈。

4.2.1.2 滑差电动机的工作原理

1. 电枢产生感应电流

为了便于说明，我们把电枢看成是由无数根笼条构成的。当拖动电动机带动电枢按顺时针方向旋转时，电枢上的笼条将切割磁极的磁力线，产生感应电动势和电流，其方向由右手定则判定，如图 4-8 所示。

2. 电磁转矩

笼条里的感应电流又和磁通相互作用，产生电磁力，方向由左手定则判定。这些电磁力将形成力图使电枢按逆时针方向旋转的电磁转矩。但电枢不可能逆时针方向旋转，于是，在反作用力的作用下，使磁极和从动轴一起按顺时针方向旋转。调节 SR 的电位器 RP，就可以调节直流电流 I_f 和磁通 Φ 的大小，从而也调节了电磁转矩的大小和转速。

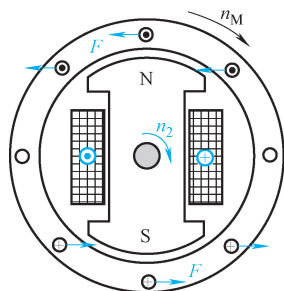


图 4-8 滑差电动机的原理

4.2.2 滑差电动机的机械特性

4.2.2.1 自然机械特性

滑差电动机的理想空载转速就是拖动电动机的转速 n_M 。其自然机械特性的形状和力矩电动机十分相似：当负载转矩增大时，转速下降很快，如图 4-9a 中之曲线①所示。原因有二：

1. 转子电阻较大

如上所述，其转子材料为铸钢，电阻较大，所以其临界转矩下移。

2. 磁场不能自动补充

在普通异步电动机中，当转速由于负载增大而下降时，转子电流增加，转子电流的去磁效应增强，空气隙中的合成

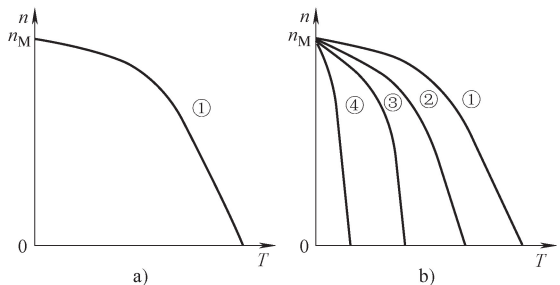


图 4-9 滑差电动机的机械特性

a) 自然机械特性 b) 调速特性

磁通减小，定子绕组的感应电动势减小，定子电流将自动增大，使空气隙中的合成磁通和电磁转矩有所增加。但在滑差电动机里，励磁绕组里的电流不会自动增大。而只能靠加大转差来增强电磁转矩，于是转速迅速下降。

4.2.2.2 调速特性

滑差电动机是通过调节图 4-7 中的电位器 RP，从而调节励磁电流来进行调速的。

这种方法和调节电压的调速在本质上是相同的。因为在异步电动机里，调节电压，实质上也就调节了磁通。在图 4-9b 中的曲线①~④，就是励磁电流分别为 100%、70%、40% 和 10% 时的机械特性。

4.2.2.3 闭环机械特性

1. 转速负反馈的作用

假设条件和方才相同：拖动系统正在 Q_1 点运行，负载转矩为 T_{L1} ，与之相平衡的电磁转矩为 T_{M1} ，转速为 n_1 ，机械特性如图 4-10a 中之曲线①所示。

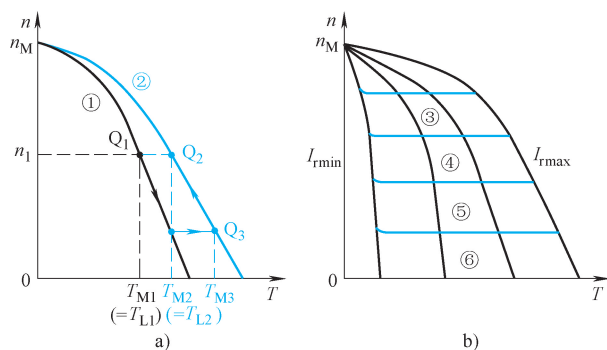


图 4-10 闭环机械特性

a) 转速反馈的作用 b) 闭环机械特性

今负载转矩增加为 T_{L2} ，大于电磁转矩 T_{M1} ，拖动系统必沿着曲线①减速。与此同时，转速反馈信号也减小，使控制装置 SR 的输出电流增大，机械特性变成了曲线②，工作点跳转到 Q_3 点，电磁转矩增大为 T_{M3} ，超过了 T_{L2} ，于是转速沿着曲线②上升，当上升到 n_1 时，电磁转矩减小为 T_{M2} ，和负载转矩 T_{L2} 相平衡。宏观地看，就好像负载转矩增加后，转速不变似地。

2. 闭环机械特性

归纳上述过程，可以看出，在闭环控制的情况下，当负载增加，转速下降时。测速装置立即将下降了的转速信号，反馈给调节器 SR，当 SR 接收到转速反馈信号后，立即自动地增大励磁电流 I_r ，使转速基本保持不变，得到了很硬的机械特性。图 4-10b 中的曲线⑤~⑧就是在不同转速下，经过转速反馈后的机械特性。

小小体会

在分析滑差电动机的机械特性时，必须注意分析转差离合器部分的特点。

一方面，它的旋转原理和异步电动机完全相同，所以，其机械特性的基本特

点是和异步电动机是相同的；

另一方面，其磁场的变化规律和异步电动机的定子磁场又有着本质的区别。

4.3 电磁离合器的 PWM 调速

开发背景

偏远山区小水电站常常只有几台不并网的孤立水轮发电机组。由于容量小，由负载变化引起的电压和频率的变化幅度很大，而且十分频繁，发电机的输出电压很不稳定。操作工需不断地改变水轮机导叶的开度。由于导叶相当沉重，工人们的手上常常血泡连连，不少水电站为此安装了电动装置，因为电动机正、反转控制的冲击电流很大，接触器容易损坏，故普遍采用电动机长时间通电，由正、反电磁离合器控制其旋转方向。

4.3.1 电磁离合器的正反向控制

4.3.1.1 采样参数的选择

1. 负载变动的结果

负载变动时，发电机的第一个反应，就是其输出电流将发生变化。与此同时，机组中的转矩平衡被破坏，机组的转速也将发生变化，导致发电机电压值和频率都发生变化。

例如，当负载电流增加时，发电机的输出电压将下降；与此同时，发电机轴上的阻转矩增加，机组的转速下降，发电机的输出电压进一步下降，频率也随转速而下降。

2. 采样参数的选择

因为发电机输出电压的大小，除了和水轮机的转速有关外，还和负载电流有关。而频率的大小只和发电机的转速成正比：机组的转速下降，频率也下降；反之，机组的转速上升，频率也上升。所以，频率便成了调整发电机组运行状况的主要依据。

4.3.1.2 控制框图

1. 主体框架

如图 4-11 所示，最终的控制对象是三相同步发电机 G；发电机由水轮机带动，水轮机的转速由导叶的开度决定，导叶由电动机 M 拖动。

发电机输出的不稳定表现在两个方面：电压和频率。由于电压的大小和负载有关，不能作为调节导叶开度的依据。所以，改变导叶开度的依据是频率。频率高了，应减小导叶的开度；反之，频率低了，应增大导叶的开度。

2. 导叶的拖动系统

(1) 拖动系统的构成

如上所述,电动机并不直接拖动水轮机的导叶,而是通过正、反两个离合器来控制导叶的开大或关小,如图 4-12a 所示。具体地说,当发电机发出的电压频率 f_X 小于额定频率 f_N ($f_X < f_N$) 时,让正转离合器得电,导叶正转,开度加大,水轮机加速,频率上升;反之,当频率 f_X 大于额定频率 f_N ($f_X > f_N$) 时,让反转离合器得电,导叶反转,开度减小,水轮机减速,频率下降。

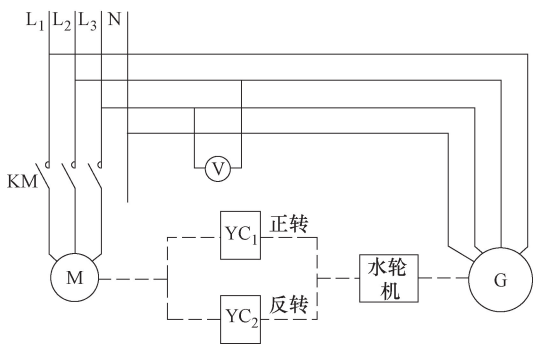


图 4-11 电磁离合器主体控制框图

(2) 转速的调节

因为电动机并不调速,离合器本身也不可能调速。所以采用“脉冲调速法”,是把离合器的开关“一开一关”地交替着,要是开的时间长,关的时间短,输出轴的平均转速就高,反之,开的时间短,关的时间长,平均转速就低。因为控制信号通常是脉冲信号,故又称为脉宽调制。

如图 4-12b 所示,离合器每次吸合的时间为 t_1 ,松开的为 t_2 ,每次一开一合所需时间为一个周期 t_C 。很明显:

$$t_C = t_1 + t_2$$

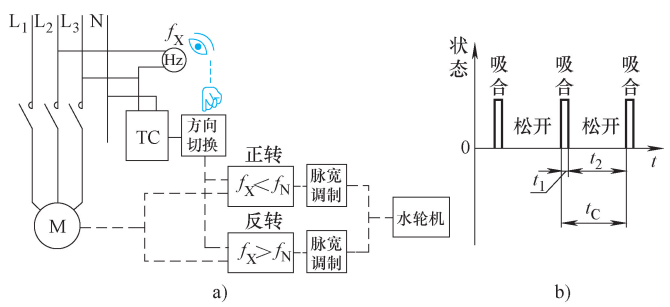


图 4-12 离合器控制框图

a) 控制框图 b) 脉宽调制

每次吸合的时间和周期之比,称为占空比:

$$D = t_1 / t_C \quad (4-1)$$

式中 D ——占空比;
 t_1 ——离合器的吸合时间, s;

t_c ——离合器的动作周期, s。

改变离合器吸合与松开的占空比, 就可以改变调节导叶开度的快慢了。

4.3.2 脉宽调制信号

4.3.2.1 利用多谐振荡器

图 4-13a 所示, 是一个多谐振荡器的电路, 但它两边的参数是不对称的。其振荡时间大致如下:

$$\begin{aligned} t_1 &= 0.7(R_{B1} + RP_2)C_2 \\ t_2 &= 0.7(R_{B2} + RP_1)C_1 \\ t_c &= t_1 + t_2 \end{aligned} \quad (4-2)$$

式中 t_1 ——VT₁ 截止、VT₂ 饱和导通的时间, s;

t_2 ——VT₁ 饱和导通、VT₂ 截止的时间, s;

t_c ——脉冲周期, s。

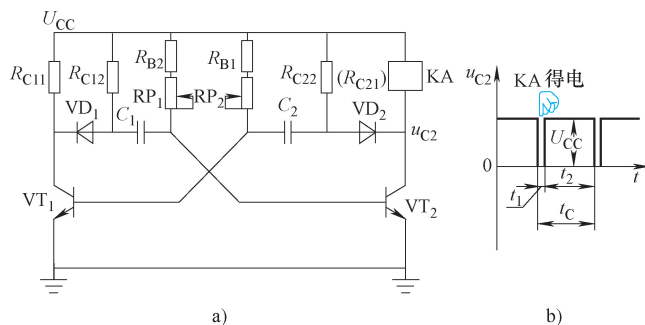


图 4-13 不对称多谐振荡器

a) 振荡器电路 b) 输出波形

t_1 和 t_2 的时间长短可根据具体情况通过电位器 RP_1 和 RP_2 来进行调整。继电器 KA 在 VT₂ 饱和导通时得电, 接通电磁离合器。

4.3.2.2 利用时基电路

利用时基电路来实现脉宽调制, 可使电路变得十分简洁, 如图 4-14a 所示。

刚接通电源时, 由于电容器 C_1 尚未充电, 时基电路的 2 脚和 6 脚为低电位, 输出端 (3 脚) 为高电位, KA 处于失电状态。这时, 电源将通过 R_1 、 R_2 、VD₁、 RP_1 向电容器 C_1 充电, 如图 4-14a 中之虚线 1 所示。当 C_1 上的电压达到并超过电源电压的 2/3 时, 时基电路的输出端翻转为低电位, KA 得电, 电磁离合器吸合。

这时, 7 脚对地导通, C_1 通过 RP_2 、VD₂ 和 7 脚放电。当 C_1 上的电压低于电源电压的 1/3 时, 时基电路的输出端又翻转为高电位, KA 失电, 电磁离合器

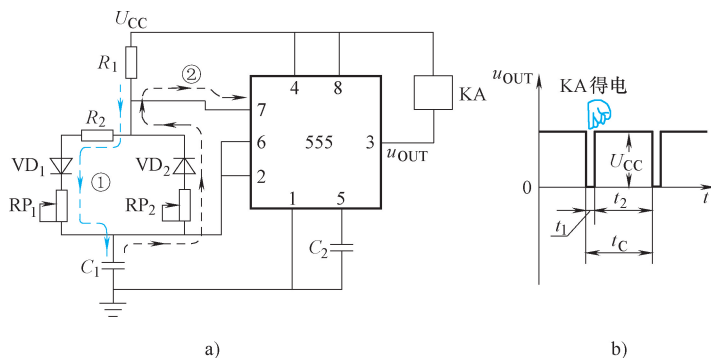


图 4-14 时基电路的脉宽调制

a) 脉宽调制电路 b) 输出波形

脱开。

调节 RP_1 ，可以调整图 4-14b 中之 t_2 ；而调节 RP_2 ，则可调整 t_1 。

4.3.3 控制电路

4.3.3.1 正反向继电器

图 4-18 只画出了一个方向的继电器，而水轮机的导叶既需要正转以加大开度；也需要反转以减小开度。所以，需要有正、反两个方向的继电器。实际工作中，可以用双时基模块“556”来实现，这里为清楚起见，使用两个“555”模块，如图 4-15a 所示。 KA_1 是正向继电器， KA_2 是反向继电器。为了防止在临界点引起反复开关的振荡，在正转和反转之间，应有必要的间隙。所以，在缓冲继电器 KA_3 和 KA_4 的电路中，加入了延时环节。

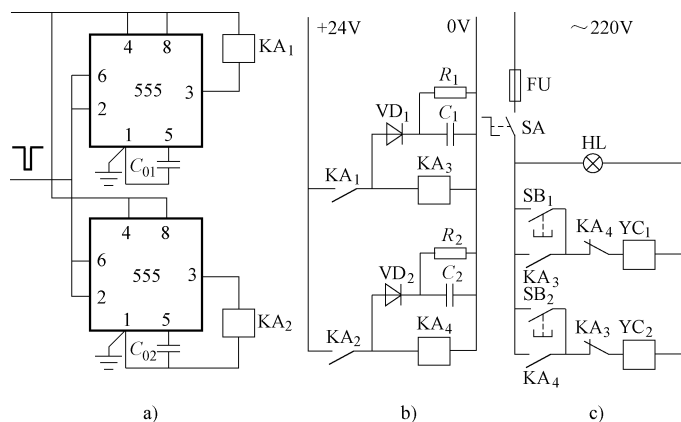


图 4-15 正、反向的控制电路

a) 正、反向继电器 b) 延时控制 c) 离合器电路

如图 4-15b 所示,以正转控制为例,当 KA_1 触点闭合时,由于电容器 C_1 的充电, KA_3 并不能立即动作,而稍有延时。但在离合器脱开时,是不需要延时的,二极管 VD_2 就是用来阻止 C_1 向 KA_3 放电的。 C_1 将通过 R_1 放电。因为有此延时环节,所以,缓冲继电器由直流电源供电。

4.3.3.2 缓冲继电器

KA_3 和 KA_4 是缓冲继电器,用于控制电磁离合器 YC_1 和 YC_2 ,进而控制水轮机导叶的开与关,如图 4-15c 所示。 YC_1 和 YC_2 的电源采用发电机自己发出的交流电。

小小体会

在苏联的“电力拖动”教材里,上述调速方法被称为“脉冲调速”,但只有理论价值,并不实用。而在电磁离合器的控制电路中,竟然用上了。这是在实践中逐渐摸索出来的结果。

4.4 小水轮发电机的变频调速

开发背景

上节介绍的通过脉宽调制来克服水轮机导叶惯性的方法,虽然具有反应快,动作迅速等优点,取得了良好的效果。但也存在着一些明显的不足。

首先,由于水轮机导叶的惯性实在很大,在脉冲的下降沿,不可能立即停住,很容易发生“超调”;

其次,脉冲占空比的大小不能随实际频率与标准频率(50Hz)间差值(Δf)的大小而自动调整;

除此以外,脉冲通电方式使传动系统的各轴不断地受到冲击剪力,从而影响了传动系统的寿命。

20 世纪 90 年代,变频器的应用开始普及,而孤立小水轮发电机组的调速器仍有需求。于是开发了利用变频调速技术来调节水轮机导叶开度的调速器,取得了较好的效果。

4.4.1 水轮机转速的采样

频率/电压转换:

1. 基本思路

频率/电压转换的基本思路,是从被测电压的周期中,减去一个固定的时间,得到占空比与被测频率成比例的脉冲系列,再将此脉冲系列进行滤波,得到与被测频率成正比的直流采样电压。

2. 频率采样

首先经变压器 T 降压后得到电压较低的采样电压 u_{X2} ，又经 $VD_1 \sim VD_4$ 进行全波整流，再由线性光耦合管得到频率的采样电压 u_A ，如图 4-16a 所示。 u_A 的波形如图 4-16b 所示。

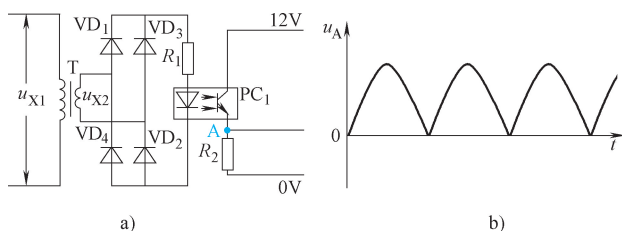


图 4-16 频率采样

a) 采样电路 b) 采样电压

3. 占空比可调电路

如图 4-17a 所示，将采样电压 u_A 输入到 PC_2 (555 时基电路) 的 2 脚，则当 u_A 小于电源电压的 $1/3$ (4V) 时， PC_2 的 3 脚翻转为高电位，如图 4-17b 中曲线 ③ 之上升沿。同时，7 脚对地处于截止状态。

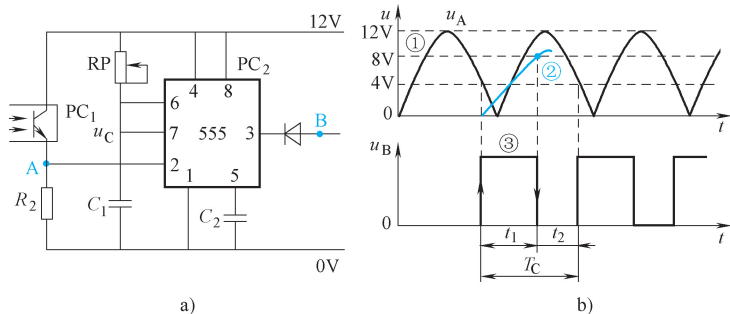


图 4-17 占空比可调电路

a) 电路构成 b) 占空比可调的波形

这时，电源通过电位器 RP 向电容器 C_1 充电， PC_2 的 6 脚电位开始上升。充电曲线如图 4-17b 中之曲线 ② 所示。当 u_C 上升到电源电压的 $2/3$ (8V) 时， PC_2 的 3 脚又翻转为低电位，如图 4-17b 中曲线 ③ 之下降沿。同时，7 脚对地导通，电容器 C_1 放电。当 2 脚上的采样电压又下降到低于 4V 时， PC_2 的 3 脚又翻转为高电位，如此周而复始，就得到了占空比可调的脉冲系列。

在图 4-17b 中， T_C 是脉冲周期，等于发电机输出电压的周期之半， t_2 是电容器 C_1 的充电时间，在 RP 不变的情况下， t_2 的值是不变的。所以，占空比：

$$D = t_1 / T_C$$

式中 D ——脉冲系列的占空比；

t_1 ——脉冲宽度，ms；

T_C ——脉冲周期，ms。

很显然，B 点输出的脉冲系列的占空比的大小就反映了发电机输出电压的频率。其中，曲线③的脉冲宽度是：

$$t_1 = T_C - t_2$$

t_1 和 t_2 的比值可以通过调节 RP 来改变。

如果发电机的转速过快，输出电压的频率增高，周期 T_C 减小，占空比 D 也减小。

4. 滤波和比较

如图 4-18a 所示，把图 4-17 输出的占空比可调的脉冲系列经 C_3 、 R_5 和 C_4 滤波后，就得到和被测频率对应的直流电压 U_X ，又从 RP 上得到和 50Hz 对应的基准电压 U_G 。把 U_X 和 U_G 分别输入到运算放大器 PC₃ 的两个输入端，进行比较。当发电机的转速过快，输出电压的频率超过了 50Hz 时，占空比 D 和 U_X 都将减小：

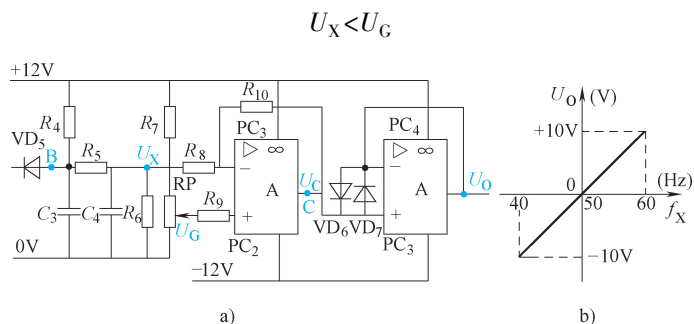


图 4-18 滤波和比较

a) 电路结构 b) 输出信号与被测频率的关系

U_C 和 U_0 都为“+”；

反之，当发电机的转速过慢，输出电压的频率低于 50Hz 时，占空比 D 和 U_X 都将增大：

$$U_X > U_G$$

U_C 和 U_0 都为“-”。

PC₄ 接成电压跟随电路，以加大其输出功率。最后得到的输出信号 U_0 和被测频率的关系如图 4-18b 所示。

4.4.2 变频调速的实现

4.4.2.1 采用日本明电 210S 系列变频器

1. 明电 210S 系列的特点

明电 210S 系列变频器有一个辅助的频率信号给定端 AUX，频率给定信号可从该端输入，如图 4-19a 所示。当 AUX 得到正信号时，电动机正转；得到负信号时，电动机反转。变频器输出频率的大小与给定信号的绝对值成正比，如图 4-19b 所示。

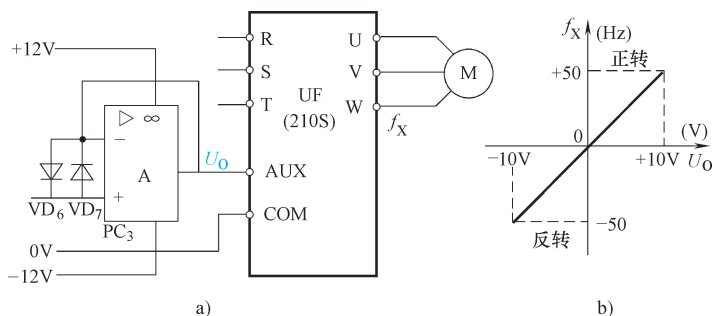


图 4-19 明电 210S 系列变频器

a) 控制电路 b) 输出频率与控制信号的关系

2. 工作过程

如上所述，当水轮发电机输出电压的频率超过 50Hz 时， U_o 为“+”，电动机正转，关小导叶开度；反之，当水轮发电机输出电压的频率低于 50Hz 时， U_o 为“-”，电动机反转，加大导叶开度。在这里，电动机的“正转”与“反转”，还可以通过改变相序进行调整。

4.4.2.2 采用日本富士 E9S 系列变频器

1. 富士 E9S 系列变频器的特点

(1) 频率给定

E9S 系列变频器并没有如图 4-19b 所示的特点。其给定信号输入端如图 4-20 中的“12—11”端所示。

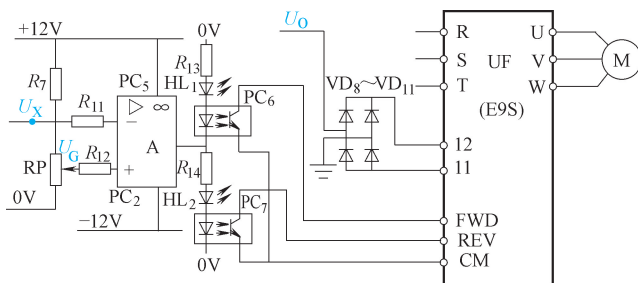


图 4-20 采用 E9S 系列变频器

(2) 旋转方向

由输入端 FWD 和 REV 决定。FWD 得到信号时，电动机正转；REV 得到信

号时,电动机反转,如图4-20所示。

2. 控制电路

(1) 频率给定

因为 PC_4 的输出电压 U_0 是双方向的,而 E9S 变频器只能接受单方向的电压。所以, PC_4 的输出端需通过整流桥 ($VD_8 \sim VD_{11}$) 整流后接至 E9S 的输入端。

(2) 旋转方向

经滤波电路滤波后得到的采样信号 U_x 接至由 PC_5 构成的比较电路。当发电机输出电压的频率高于 50Hz 时, $U_x < U_G$, PC_5 的输出端为“+”,光耦合器 PC_7 导通,变频器的 REV 得到信号,电动机“反转”,关小水轮机导叶的开度;反之,当发电机输出电压的频率低于 50Hz 时, $U_x > U_G$, PC_5 的输出端为“-”,光耦合器 PC_6 导通,变频器的 FWD 得到信号,电动机“正转”,开大水轮机导叶的开度。

4.4.2.3 需要注意的几个问题

1. 变频器的进线侧必须稳压

变频器对进线电压的波动幅度是有一定要求的,而孤立电站输出电压的波动幅度常常是比较大的。因此,如变频器的进线侧直接接至发电机输出端的话,变频器将难以正常工作。所以,在变频器之前,必须接入交流稳压电源,以保证变频器正常工作。如能用 UPS 电源给整个控制电路供电(包括变频器),则非但保证了变频器的正常工作,还可使外电路跳闸时的飞车保护的可靠性更加提高。

2. 变频器的选型

由于三相交流稳压电源价格较贵,体积也大。故可选用“单进三出,220V”的变频器。这样,进线侧使用单相交流稳压电源就可以了。

3. 电动机的接法

小容量电动机的绕组之间,普遍采用星形接法,当电源线电压为 380V 时,每相绕组所得电压为 220V。今变频器的输出线电压为 220V,则电动机每相绕组所得电压便只有 127V 了。对此,处理方法如下:

(1) 合理的方法

将电动机的绕组接成三角形,使每相绕组所得电压为 220V。但这时,电动机的实际容量将增大 $\sqrt{3}$ 倍,故变频器的容量也应相应增大。

(2) 实际处理

实际工作中,常常不需要改变电动机的绕组接法。这是因为,原来的电动机是直接接到发电机输出端的。在电动机选型时,已充分考虑了电源电压的波动范围很大的特点。即:即使在电压很低时也能带得动水轮机的导叶。采用变频器后,由于增加了稳压环节,电动机的线电压虽然只有 220V,但比较稳定。和未使用调速器时发电机输出端的最低线电压相比,也相差无几。所以,电动机的绕

组接法即使不改变,也能带得动。但这时,电动机的实际容量只有其额定容量的(1/1.73)倍,故变频器的容量原则上也可相应减小。

4.5 电磁离合器的反接制动

开发背景

某厂的一台设备,由两个电磁离合器控制旋转方向,制动时用电动机反接制动,并有速度继电器切断电动机的电源。但用于反接制动的接触器常易烧坏,速度继电器的动作也不够准确。我在仔细研究了其控制原理后,决定不采用电动机的反接制动,而由电磁离合器来实现反接制动,费用不多,又解决了问题。

4.5.1 主电路的改进

4.5.1.1 原电路及存在问题

1. 电动机电路

如图 4-21a 所示,接触器 KM_1 用于电动机的起动和停机; KM_2 用于反接制动。电阻 R 用于限制反接时的电流大小。 KS 是速度继电器,用于当电动机从正转到反转的过程中,过零时切断电路。

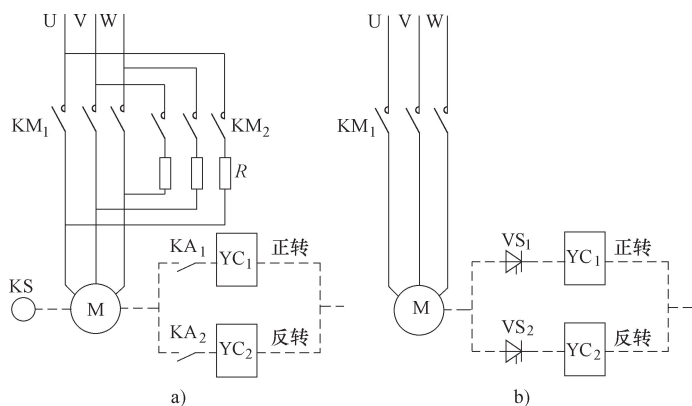


图 4-21 电动机反接制动电路

a) 原主电路 b) 改进后主电路

2. 离合器电路

离合器用于控制负载侧的旋转方向。 YC_1 得电时,负载正转; YC_2 得电时,负载反转。 YC_1 和 YC_2 由继电器 KA_1 和 KA_2 控制。

3. 存在问题

(1) 故障率较高

接触器 KM_2 在接通时由于电流较大，触头容易损坏；又由于电磁离合器的绕组是大电感，继电器触点在断开时火花较大，故障率也较高。

(2) 控制不够精准

速度继电器过零时的断开时刻，是通过调节弹簧的松紧度来调整的，常常并不精准，负载在停机时或继续正转几转，或反向转几转，准确停住的情况较少。

4.5.1.2 改进方案

1. 主电路

取消反接制动电路和速度继电器，如图 4-21b 所示。

2. 电磁离合器的控制

取消继电器 KA_1 和 KA_2 ，改由晶闸管 VS_1 和 VS_2 来控制电磁离合器，如图 4-21b 所示。非但解决了继电器触点容易烧坏的问题，也便于实现离合器的反接制动。

4.5.2 晶闸管的触发电路

4.5.2.1 主要特点

1. 晶闸管的工作特点

晶闸管 VS_1 和 VS_2 只用于电磁离合器的通电与断电，并不需要调节。故触发电路中既不需要“削波电路”，也不需要同步控制。

2. 正、反转的控制

晶闸管 VS_1 和 VS_2 的导通与否由输入“+”信号或“-”信号来决定。当输入信号为“+”时， VS_1 导通， YC_1 因得电而吸合，负载正转；反之，当输入信号为“-”时， VS_2 导通， YC_2 得电并吸合，负载反转。

4.5.2.2 触发电路

晶闸管的触发电路如图 4-22a 所示。

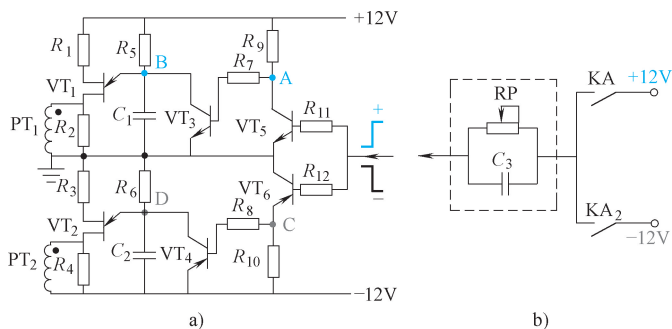


图 4-22 晶闸管的触发电路

a) 触发电路主体 b) 反接制动的输入电路

1. 正转触发过程

当触发电路的输入端加入“+”信号时,晶体管 VT_5 饱和导通,而 VT_6 截止。则 A 点为低电位, VT_3 截止。电源“+”通过 R_5 向电容器 C_1 充电, B 点电位上升,当 B 点电位上升到一定程度时, VT_1 导通,脉冲变压器 PT_1 得到触发信号,晶闸管 VS_1 导通,正向离合器吸合,负载正转。

2. 反转触发过程

当触发电路的输入端加入“-”信号时,晶体管 VT_5 截止,而 VT_6 饱和导通。则 C 点为零电位, VT_4 截止。电源通过 R_6 向电容器 C_2 充电, D 点电位上升,当 D 点电位上升到一定程度时, VT_2 导通,脉冲变压器 PT_2 得到触发信号,晶闸管 VS_2 导通,反向离合器吸合,负载反转。

4.5.2.3 反接制动的实施

1. 电路特点

电磁离合器反接制动的实施非常简单:只需在控制信号与触发电路的输入端之间串联一个电阻和电容并联的电路即可,如图 4-22b 所示。负载的正、反转是根据生产机械的需要,由继电器 KA_1 和 KA_2 控制。

2. 正转控制

当 KA_1 闭合时,电源“+”经电位器 RP 通入触发电路,使晶闸管 VS_1 因得到触发信号而导通, YC_1 吸合,负载正转。

与此同时,电容器 C_3 充电,右“+”左“-”。

3. 停机控制

当 KA_1 断开时,电容器 C_3 左侧的“-”信号进入触发电路的输入端,使晶闸管 VS_2 因得到触发信号而导通, YC_2 吸合,负载力图反转。但因电容器 C_3 上的电荷很快消失,所以,负载只能停住,而不会反转,因此而实现了反接制动。

调节电位器 RP ,就调节了 C_3 的放电时间,也就调节了反向离合器的吸合时间,可以使负载的停机十分精准。

反转控制时也一样,就不再赘述了。

4.5.3 快速放电电路

正、反转存在的问题:

1. 离合器的通电与断电

因为每个离合器只用一个晶闸管进行半波整流,半波整流后的电压波形如图 4-23b 中之曲线①所示;为了使电流比较平稳,必须由电容器 C 进行滤波,滤波后的电流波形如曲线②所示。

当 VS_1 的触发信号撤销后,一方面, YC_1 的线圈具有续流功能,而晶闸管又不能自行关断;另一方面,电容器 C 也要向 YC_1 放电。结果, YC_1 的电流并不能

立即消失。所以, YC_1 不能很快脱开, 存在着离合器滞后脱开的现象。这对于利用电磁离合器实现正、反转的拖动系统来说, 就可能出现当反转的离合器吸合时, 正转的离合器尚未脱开的危险情形。

2. 滞后脱开的解决

为了使 VS_1 的触发信号撤销后, YC_1 线圈的电流能够很快消失, 在 YC_1 电路里并联了一个放电回路, 如图 4-23a 中之 KA_1 的动断触点和电阻 R 所示。当 KA_1 得电, VS_1 导通, YC_1 吸合, 负载正转时, KA_1 的动断触点是断开的, 放电回路不起作用。当需要 YC_1 脱开时, KA_1 将失电, 其动断触点闭合, 电容器 C 将迅速向 R 放电, 使 YC_1 迅速脱开, 从而消除了离合器滞后脱开的现象。

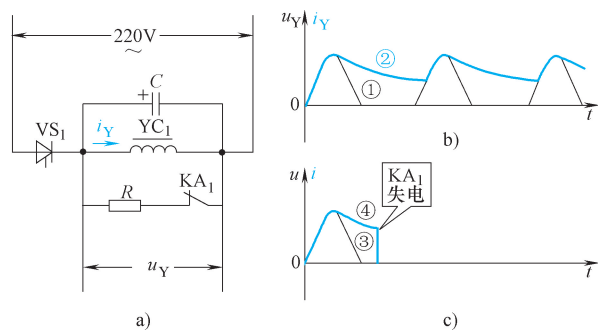


图 4-23 离合器的放电电路

a) 放电电路 b) 运行时波形图 c) 断开时波形

小小体会

利用电磁离合器来实现正、反转或改变齿轮箱的组合以调速的方案, 在生产机械中时有应用。但大多采用继电器控制。改造为晶闸管控制后, 可以比较容易地解决反接制动的问题。



第 3 篇

变频调速篇

第 5 章 变频器应用中的几个问题

5.1 变频器的输入电流

讲解背景

对于变频器输入电流的特点，一般用户常不了解。例如：用了变频器后，输入电流为什么小了？变频器的功率因数为什么变差了？三相电流不平衡了怎么办？作者在这里简明扼要地作一些说明。

5.1.1 输入电流的大小

5.1.1.1 拖动系统必须满足的条件

电力拖动系统（见图 5-1）的根本任务，就是要电动机带着生产机械旋转起来。要完成这个任务，必须满足两个基本条件：

1. 带得动

(1) 拖动系统的动力

电动机之所以能够旋转，是因为它能产生电磁转矩 T_M 。或者说，电磁转矩是拖动系统能够运行的基本动力。

(2) 生产机械的阻力

生产机械本身是不能旋转的，说明它存在着阻止旋转的力量。或者说，它在被电动机带动的过程中，存在着阻转矩 T_L ，也叫负载转矩。

(3) 带得动的条件

电动机要带得动生产机械旋转，它所产生的电磁转矩必须能够克服生产机械的阻转矩：

$$T_M \geq T_L \tag{5-1}$$

当然，还会有一些摩擦转矩、通风转矩等，统称为损耗转矩 T_0 。但为了简便起见，我们在以后的讨论中，常不考虑损耗转矩。这有两种理解：一是说损耗转矩很小，可以忽略不计；二是说，把损耗转矩也合并到阻转矩里了。

2. 不发热

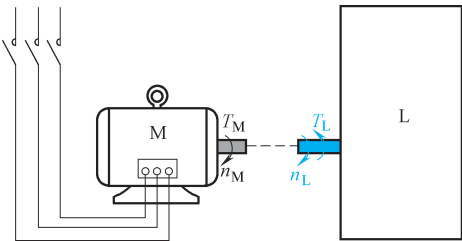


图 5-1 拖动系统的根本矛盾

电动机是否发热要看功率。就是说,生产机械在旋转时,是要消耗功率的。如果电动机的功率 P_M 不能满足生产机械所需功率 P_L 的话,电动机必将因发热而不能持久。所以,拖动系统能够持续运行的必要条件是,电动机的额定功率必须不小于生产机械消耗的功率:

$$P_M \geq P_L \quad (5-2)$$

5.1.1.2 变频调速与机械调速

1. 机械调速的特点

在变频调速普及以前,人们都习惯于机械调速(见图 5-2)。机械调速有以下特点:

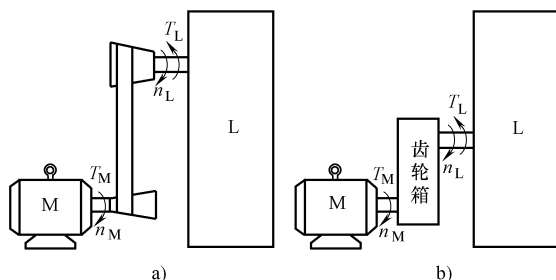


图 5-2 机械调速实例

a) 带轮调速 b) 齿轮箱调速

(1) 恒功率

因为电动机的功率是不变的,所以,如果将传动机构的损耗功率忽略不计的话,则负载侧得到的功率总是和电动机的功率相等的。或者说,负载侧得到的功率是恒定的。

(2) 减速机构具有转矩放大作用

电动机侧输出的机械功率是:

$$P_M = \frac{T_M n_M}{9550} \quad (5-3)$$

式中 P_M ——电动机输出的机械功率, kW;

T_M ——电动机的电磁转矩, N·m;

n_M ——电动机的转速, r/min。

负载侧得到的机械功率是:

$$P_L = \frac{T_L n_L}{9550} \quad (5-4)$$

式中 P_L ——负载轴上的输入功率, kW;

T_L ——负载的阻转矩, $N \cdot m$;

n_L ——负载的转速, r/min 。

忽略掉传动机构的损耗功率, 有:

$$\frac{T_M n_M}{9550} = \frac{T_L n_L}{9550}$$

化简之, 得

$$\begin{aligned} T_L / T_M &= n_M / n_L = \lambda \\ T_L &= T_M \cdot \lambda \end{aligned} \quad (5-5)$$

式中 λ ——传动机构的传动比, $\lambda = n_M / n_L$ 。

可见, 当负载侧的转速下降时, 它所得到的转矩是增大的。

(3) 低速运行电流小

为了简便起见, 我们假设负载的转矩是不变的, 即恒转矩负载。

低速运行意味着传动机构的传动比较大, 如上所述, 这里负载所得到的转矩将被放大, 而负载转矩未变, 电动机处于轻载状态, 所以, 电流必减小。

从另一个角度看, 由式 (5-4) 可知, 恒转矩负载在低速运行时, 所消耗的功率减小, 电动机的电流也就跟着减小了。

2. 变频调速的特点

从效果上说, 实现变频调速后, 在低速运行时, 系统的输入电流也必减小。这一点是和机械调速相一致的。

但在变频调速时, 电动机和生产机械之间的传动机构, 一般不再调节其传动比。因此, 在带动恒转矩负载时, 不论转速 (频率) 多高, 电动机的电流是基本不变的。

那么, 怎么体现系统输入电流的变化呢?

原来, 变频调速系统在频率下降时, 电动机的输入电压也要跟着下降。如图 5-3 所示, 当工作频率为 50Hz 时, 电动机的输入电压等于 380V, 处于额定状态, 它的输入、输出功率都可以达到额定值, 如图 5-3a 所示。

但当工作频率为 25Hz 时, 电动机的输入电压约等于 190V, 如果负载转矩不变的话, 电动机的电流也不变, 结果是, 电动机的

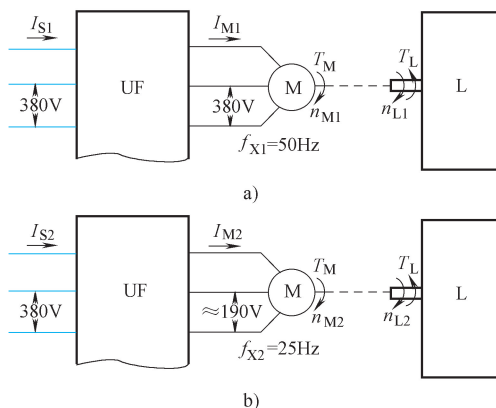


图 5-3 变频调速的特点

a) 工作频率为 50Hz b) 工作频率为 25Hz

输入功率将只有额定功率的一半,如图 5-3b 所示。

于是,如同变压器一样,低压侧电流大,高压侧电流小。所以,在低速运行时,系统的输入电流是减小的。在图 5-3 中,必有:

$$I_{M2} \approx I_{M1} \quad I_{S2} < I_{S1}$$

5.1.1.3 变频调速系统的能量传递

如图 5-4 所示,变频调速系统各环节的功率如下:

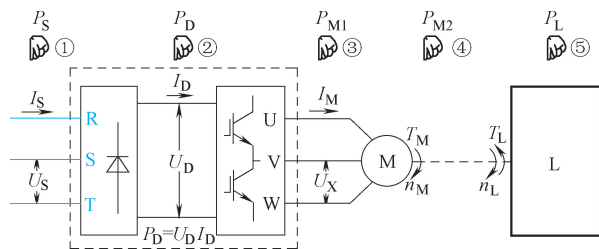


图 5-4 变频调速系统的能量传递

1. 电源功率

即变频调速系统从电源吸取的电功率,其计算公式如下:

$$P_S = \sqrt{3} U_S I_S \lambda \quad (5-6)$$

式中 P_S ——变频器的输入功率, kW;

U_S ——电源线电压, V;

I_S ——电源线电流, A;

λ ——全功率因数。

2. 直流回路功率

$$P_D = U_D I_D \quad (5-7)$$

式中 P_D ——直流回路的电功率, kW;

U_D ——直流回路电压, V;

I_D ——直流回路电流, A。

3. 变频器的输出功率

变频器的输出端是和电动机相接的,所以,其输出功率也是电动机的输入功率,计算公式如下:

$$P_{M1} = \sqrt{3} U_M I_M \cos \varphi_1 \quad (5-8)$$

式中 P_{M1} ——变频器的输出功率, kW;

U_M ——变频器的输出线电压,也是电动机的输入线电压, V;

I_M ——变频器的输出线电流,也是电动机的输入线电流, A;

$\cos \varphi_1$ ——电动机定子侧的功率因数。

4. 电动机轴上的输出功率

电动机输出的是轴上的机械功率，计算公式如式（5-3）所示：

$$P_{M2} = \frac{T_M n_M}{9550}$$

式中 P_{M2} ——电动机输出的机械功率，kW；

T_M ——电动机的电磁转矩，N·m；

n_M ——电动机的转速，r/min。

5. 负载消耗功率

负载得到的也是机械功率，计算公式如式（5-4）所示：

$$P_L = \frac{T_L n_L}{9550}$$

式中 P_L ——负载轴上的输入功率，kW；

T_L ——负载的阻转矩，N·m；

n_L ——负载的转速，r/min。

5.1.1.4 频率下降后的功率变化

毫无疑问，在每两个环节之间进行转换时，都会有功率的损耗。但因为这些损耗功率所占比例都很小，可以忽略不计。则可以认为，各环节的功率都是近似相等的。要大一起大，要小一起小。

当变频器的输出频率减小，使负载转速下降时，各环节的功率将减小，但减小的原因各不相同，分述如下：

1. 负载消耗的功率 P_L

由式（5-4）可知，因为是恒转矩负载（ $T_L = C$ ），所以转速 n_L 下降时， P_L 也必下降。

2. 电动机的输出功率 P_{M2}

因为电动机的电磁转矩总是和负载转矩相平衡的，当拖动恒转矩负载时，电磁转矩也是不变的。则由式（5-3）可知，当转速 n_M 随频率下降，输出功率 P_{M2} 将减小。

3. 电动机的输入功率 P_{M1}

由式（5-8）可知，因电磁转矩不变，故电流大小也不变，但变频器的输出电压要随频率下降，所以，电动机的输入功率（也就是变频器的输出功率）减小。

4. 直流回路的电流 I_D

由式（5-7）可知，因为直流电压 U_D 是不变的，所以直流电流 I_D 将随功率 P_D 的减小而减小。

5. 变频器的输入电流 I_S

由式（5-6）可知，因电源电压 U_S 是不变的，故输入电流 I_S 随功率 P_S 而减小。

5.1.1.5 结论

变频器在低频运行时，由于其输出电压要随频率同时下降，所以输入电流比输出电流小。

这和变压器是相同的。在降压变压器里，在损耗功率忽略不计的情况下，高压侧和低压侧的功率是相等的。而功率又和电压与电流的乘积成正比，所以高压侧的电流小、低压侧的电流大，如图 5-5a 所示。

变频器其实也一样，所不同的只是变频器输出侧的电压是随频率的下降而下降的，其输入侧是高压侧，所以输入侧的电流比输出侧的电流小，如图 5-5b 所示。

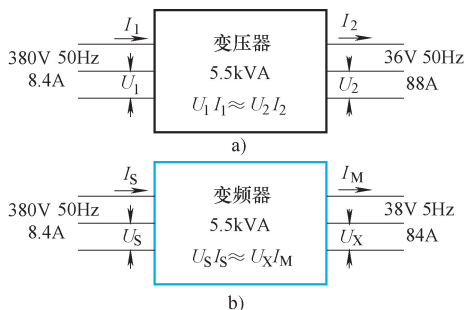


图 5-5 变频器和变压器的类比

a) 变压器 b) 变频器

5.1.2 输入电流的功率因数

5.1.2.1 电动机的功率因数

1. 变频调速系统的能量交换

电动机是电阻、电感性 (R 、 L) 负载，其功率因数 $\cos\varphi < 1$ 。存在着一部分磁场和电源交换能量的无功功率。

在变频器里，电动机并不直接和电源相接，而有直流电路阻隔其间，因此，其能量交换只在磁场和滤波电容器之间进行。

如图 5-6 右上角所示，在 $0 \sim t_1$ 区间，电流和电压是反方向的，说明是反电动势克服电压而向电容器充电，如图中的虚线①所示；在 $t_1 \sim t_2$ 区间，电流和电压是同方向的，说明是电容器上的电压克服反电动势而向电动机放电，如图中的虚线②所示。

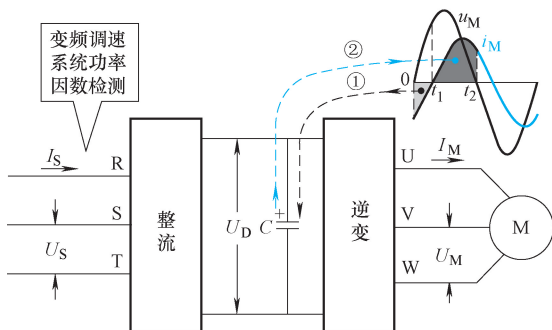


图 5-6 电动机功率因数对系统的影响

2. 电动机功率因数的作用

(1) 与变频调速系统的功率因数无关

变频调速系统的功率因数是在变频器的输入侧进行测定的，如图 5-6 所示。电动机里的磁场能和变频器的输入电源之间并不进行能量交换，所以，电动机的

功率因数和变频调速系统的功率因数之间并无关联。

(2) 电动机功率因数影响发热

功率因数低，定子中的无功电流增加，将增加定子绕组产生的热量，使电动机的温升增加。

(3) 减少变频器带动的电动机数量

当一台变频器供电给多台电动机时，如电动机的功率因数低了，将使变频器能够供电的电动机台数减少。

3. 影响电动机功率因数的因素

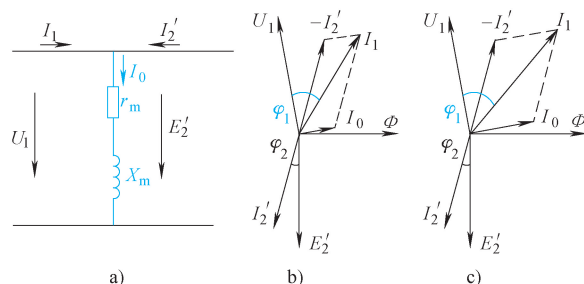


图 5-7 异步电动机的定子电流

a) 各电流关系 b) 电流相量图 c) 电压偏高相量图

(1) 异步电动机的定子电流

如图 5-7a 所示，异步电动机的定子电流 I_1 由两部分构成：

首先是转子的等效电流 I'_2 ，其大小取决于负载的轻重；

其次是励磁电流 I_0 ，用于产生磁通，其大小和电压有关，电压大，则励磁电流也大。三者之间的关系如图 5-7b 所示：

$$\dot{I}_1 = -\dot{I}'_2 + \dot{I}_0 \quad (5-9)$$

式中 $\dot{I}_1$ ——定子电流，A；

$\dot{I}'_2$ ——转子的等效电流，A；

$\dot{I}_0$ ——励磁电流，A。

(2) 励磁电流的大小

变频器里有一个功能，叫作“转矩提升”，是在低频运行时，调整电压频率比（ U/f 比）的。其实际意义是，当电动机在某一频率下运行时，其输入电压是可以根据负载的情况进行调节的。

电动机是通过产生电磁转矩来拖动负载的，电磁转矩的计算公式是：

$$T_M = K_T \Phi_m I'_2 \cos \varphi_2 \quad (5-10)$$

式中 T_M ——电磁转矩， $N \cdot m$

K_T ——比例常数;

Φ_m ——每个磁极下磁通量的振幅值, Wb。

式(5-10)表明,电磁转矩是和转子电流与磁通的乘积成正比的。就是说,如增大电压,则磁通增加,也同样可以增大电磁转矩的。问题是,电动机的磁路是要饱和的,而在饱和状态下,励磁电流即使增加很多,磁通也增加不了多少。

于是,当变频器的转矩提升功能预置得太小时,就出现励磁电流大幅增加的情况,从而使电动机的功率因数减小,如图5-7c所示。

所以,在变频调速的情况下,如果电压与频率之比设定不当,容易发生电动机磁路饱和,励磁电流增大的现象。结果是电动机的功率因数下降,效率降低。

5.1.2.2 变频器的功率因数

1. 变频器的输入电流

变频器的输入侧是一个三相全波整流电路,整流后的直流电压为 U_D , 如图5-8a所示。很明显,当电源电压的瞬时值小于 U_D ($u_s < U_D$) 时,是不可能输入电流的。只有当 $u_s \geq U_D$ 时,才开始有输入电流,如图5-8b中之曲线①所示。其输入电流是非正弦电流,如曲线②所示。它将包含着十分丰富的高次谐波成分。

输入电流的基波分量与电压同相位,所以,当用普通的功率因数表测量时,得到的结果是 $\cos\varphi = 1$ 。

然而,所有高次谐波电流都是无功电流,它所起的作用和 R 、 L 电路里 $\cos\varphi$ 较低时的作用完全相同,就是说,它要在电源和输电线路里流过许多不做功的电流,从而减小了电源和输电线路的供电能力。

2. 提高变频器功率因数的途径

既然变频器功率因数低的原因是由高次谐波电流导致的,提高功率因数的根本途径,就只能从削弱高次谐波电流着手。因为电感线圈的感抗是和频率成正比的,所以用电感来削弱高次谐波电流就是顺理成章的方法。具体方法是:

(1) 接入交流电抗器

在三相电源的进线处串联交流电抗器,如图5-9中的AL所示。

但交流电抗器会产生电压降,使变频器的实际输入电压下降。所以,交流电抗器的电感量是要受到其电压降的制约的。具体地说,串联交流电抗器后,变频器的输入电压必须不小于额定电压的(95~98)%。这就影响了采用交流电抗器

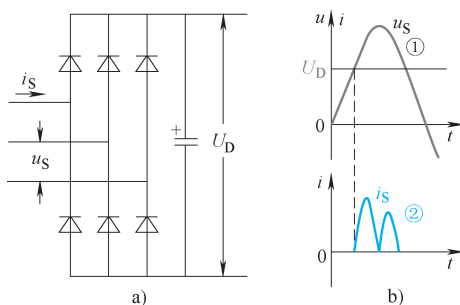


图5-8 变频器的输入电流

a) 变频器的输入电路 b) 输入电流的波形

提高功率因数的能力,一般来说,交流电抗器只能将功率因数提高到 0.85 左右。

(2) 接入直流电抗器

直流电抗器接在整流桥和滤波电容器之间,如图 5-9 中之 DL 所示。接入直流电抗器后,可将功率因数提高至 0.9。

如交、直流电抗器一起接入,则功率因数可提高至 0.95。

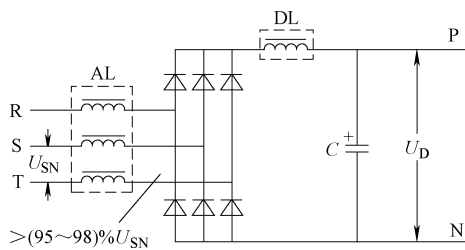


图 5-9 提高变频器功率因数的途径

5.1.3 输入电流不平衡

滤波电容的工作特点

变频器在低频运行时,三相输入电流是不平衡的。

要说明这个问题,首先看一下三相整流桥经滤波电容器滤波后的工作特点。

1. 整流桥向电阻电路供电

电源的三相交变电压的波形,经三相全波整流以后,其电压波形有 6 个脉波,如图 5-10 中的曲线①所示。电容器的滤波过程如下:

在每个脉波的上升沿,电压在向电阻 R 提供电流的同时,也向电容器充电。而每个脉波的下降沿,则主要是电容器向电阻放电的过程。

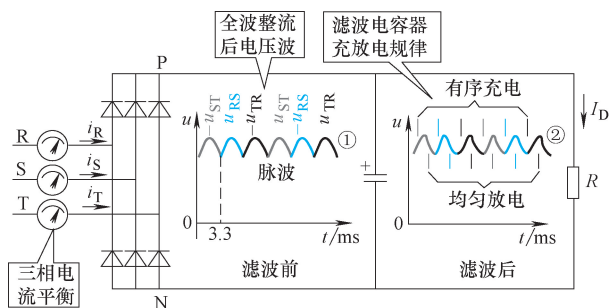


图 5-10 三相整流桥向电阻负载供电

总的来说,滤波电容器处于不断地充、放电的状态,其电压波形如图 5-10 中的曲线②所示。

这 6 个脉波的充、放电过程有两个特点:

第一个特点是有序。就是说,前一个脉波充、放电完毕,后一个就接着来,好像排着队一样。

第二个特点是均等。因为电阻值是不变的，所以，6个脉波的放电电流都相等。

在这种情况下，三相的进线电流是平衡的。

2. 向 R 、 L 电路供电

变频器的负载是电动机，电动机的定子绕组属于 R 、 L 电路。

如图 5-11 所示， R 、 L 电路也要对滤波电容充、放电。

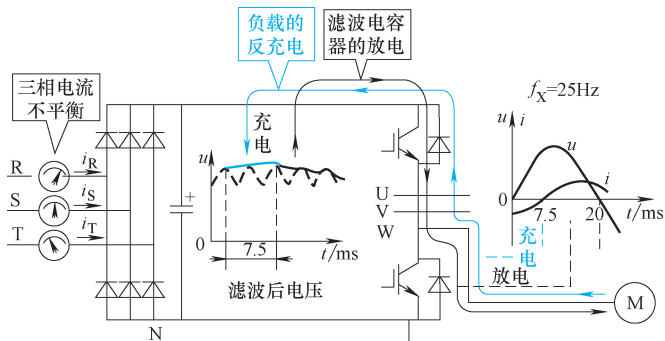


图 5-11 低频运行时的直流电压

就是说，在变频器里的滤波电容，既要接受电源对它的充、放电，也要接受负载对它的充、放电。两者之间能否协调呢？

假设变频器的输出频率为 25Hz，输出电流的波形如图 5-11 的右上角所示，电流比电压滞后 7.5ms（相当于 0.375π ）。现在来看一下，电阻负载时，滤波电容充、放电的有序和均等这两个特点是否继续存在？

（1）充电的有序性

如图 5-11 所示，在 7.5ms 时间内，电动机绕组一直在向滤波电容器充电，而整流桥整流后，每个脉波的持续时间只有 3.3ms，电动机绕组向滤波电容器充电的时间（7.5ms）覆盖了电源整流后的 2 个多一点的脉波，这两个被覆盖的脉波处于不能充电的状态。因此，6 个脉波向滤波电容器充电的有序性被破坏了。

（2）放电的均等性

在滤波电容器向电动机绕组放电的时间（12.5ms）内，放电电流并不像电阻电路那样均衡，而是正弦波的，就是说，每个脉波的放电电流是不相等的。所以，6 个脉波向电动机绕组的放电电流是不均等的。

结果是，如图 5-10 那样的 6 个脉波“有序而均等”地对滤波电容器进行充、放电的状态被破坏了。所以，三相进线电流就是不平衡的了。并且，毫无规律可言。一方面，要受到变频器输出频率的影响；另一方面，也要受到负载轻重的影响。

一般来说，工作频率越低，负载越轻，三相进线电流越不平衡。

小小体会

变频器的输入电流具有一些和常规电器不一样的特点，而尤以三相进线电流不平衡是在其他设备中难以见到的。核心的问题是必须充分了解电解电容器的充、放电特点。

5.2 停电时的故障分析

讲解背景

20 世纪 80 年代，我自己研制的变频器正在顺利试机，单位突然停电，再开机，竟不运行了。检查的结果是逆变器件损坏了。分析其原因，则和变频器各部分的过渡过程有关。当时的逆变器件用的是大功率晶体管 GTR（BJT）。虽然，现代的中小容量变频器因为使用了 IGBT，已经解决了这个问题。但 GTR 并未完全退出变频舞台，所以，分析其损坏过程，仍有一定价值。

5.2.1 变频器里的直流电源

5.2.1.1 主电路的直流电源

1. 主电路的结构

主电路的直流电源已如前述，由三相全波整流电路加滤波电容器构成。这里不再赘述。

2. 突然停电后的过渡过程

当突然停电时，变频器的框图如图 5-12a 所示。由于逆变桥还在工作，滤波电容器 C_D 迅速放电，直流电压 U_D 迅速下降，电压曲线如图 5-12b 中之曲线①所示。曲线②是曲线①的切线， τ_D 是 U_D 下降的时间常数。由曲线①知，电压的下降是很快。但因为电压的初始值很大，下降过程的总时间并不很短。

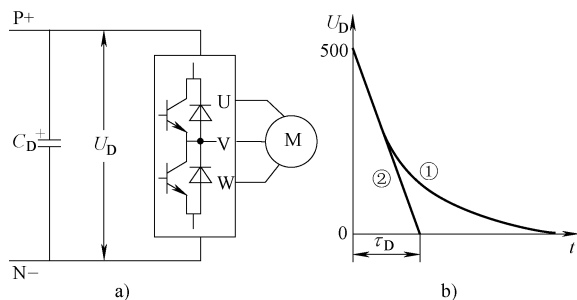


图 5-12 主电路停电后的直流电源

a) 停电后的主电路 b) 电压的衰减曲线

5.2.1.2 驱动电路的直流电源

1. 对驱动电源的要求

驱动电源需要解决两方面的问题：

一方面，它应能使晶体管迅速进入饱和导通状态，如图 5-13a 所示；

另一方面,在饱和导通的状态下,又能使晶体管迅速截止。为此,采取了两个措施:

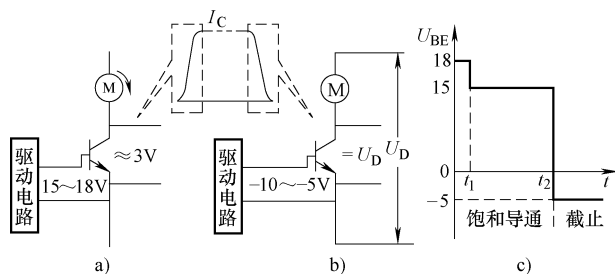


图 5-13 变频器对驱动电源的要求

a) 开通时要求 b) 关断时要求 c) 驱动电源的电压

(1) 关断时,在基极和发射极之间加入反向电压,使晶体管容易截止,如图 5-13b 所示。

(2) 当晶体管饱和导通后,应适当降低驱动电压,使晶体管退出深度饱和的状态,如图 5-13c 所示。

2. 驱动电路的结构

驱动电路的结构框图如图 5-14a 所示,其负载是晶体管的 B-E 结。根据驱动电路对电源电压的要求,滤波电容器 C_B 的容量不宜太大。

3. 突然停电后的过渡过程

一方面,由于 C_B 的容量不大,另一方面,其输出电流又并不小,所以,停电后,电压 U_B 和驱动电流 I_B 将衰减得很快,如图 5-14b 中的曲线 ①所示。

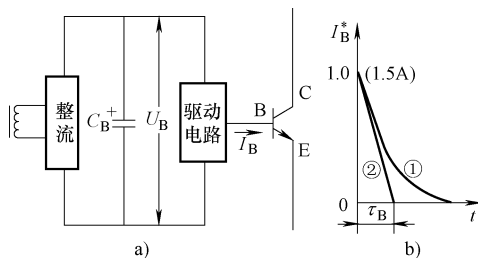


图 5-14 驱动电路的电源

a) 电路框图 b) 停电后的过渡过程

5.2.1.3 控制电路的直流电源

控制电路的电源结构:

控制电路的主体是中央处理器 (CPU),它对电压稳定度的要求极高。在图 5-15a 中, W_1 是开关电源输出变压器的一次绕组, CPU 的电源从二次绕组之一取出。本来,开关电源本身就具有稳压功能,但为了增强 CPU 电源的稳定度和抗干扰能力,又增加了稳压电路,如图 5-15a 所示。图中, 7805 是集成稳压电路,滤波电容器 C_{01} 的容量很大,以保持直流电压更加稳定。 C_{02} 和 C_{03} 用于抗干扰。因此停电后,控制电路的电源能够维持较长时间,如图 5-15b 中之 t_c 所示。

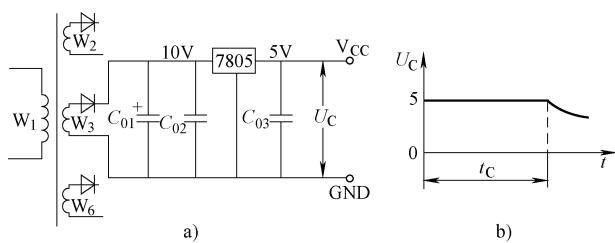


图 5-15 控制电路的电源结构

a) 电源框图 b) 停电后的过渡过程

5.2.2 停电时逆变管损坏的原因

5.2.2.1 逆变用晶体管的额定功率

1. 晶体管的功耗

众所周知，晶体管有三个工作状态：截止状态、饱和导通状态和放大状态。今假设某晶体管的额定数据是：1200V、100A、500W。则在三个状态之下的功耗如图 5-16 所示。

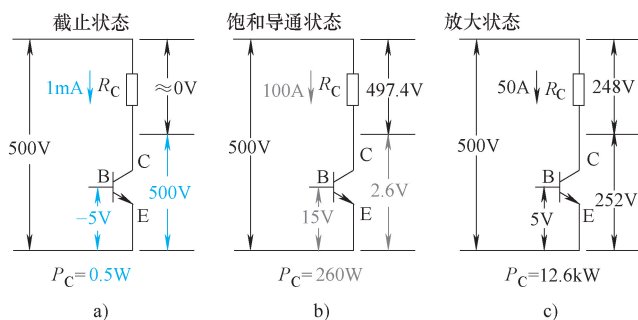


图 5-16 晶体管的功耗

a) 截止状态 b) 饱和状态 c) 放大状态

(1) 截止状态的功耗

在截止状态，集电极只有 1mA 的漏电流，电阻 R_C 上的电压降几乎为 0，晶体管的管压降和电源电压近乎相等，晶体管的功耗只有 0.5W，如图 5-16a 所示。

(2) 饱和状态的功耗

在饱和导通状态，集电极电流为 100A，晶体管的管压降为 2.6V，功耗为 260W，如图 5-16b 所示。

(3) 放大状态的功耗

以某放大状态为例，集电极电流为 50A，集电极电阻 R_C 上的电压降为 248V，晶体管的管压降为 252V，功耗高达 2.6kW。大大超过额定功耗。所以，

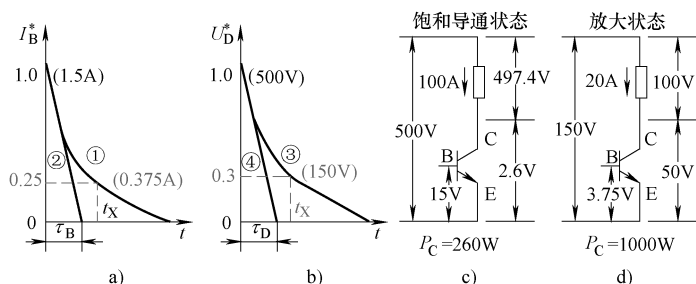


图 5-17 突然停电的结果

a) 基极电流 b) 主电压 c) 饱和状态 d) 放大状态

开关晶体管只能用在开关状态，绝对不允许在放大区停留。

5.2.2.2 变频器停电时的状态

正常情况下，应该首先使变频器停止工作，然后切断电源。

如果变频器在正常运行的状态下突然切断电源，情况如何呢？

1. 基极电流

如上所述，停电后，基极驱动电路的电压下降得很快，故基极电流也很快减小。假设，在 t_X 时间内，基极电流从额定状态的 1.5A 减小为 0.375A，晶体管进入放大状态，集电极电流减小为 20A，如图 5-17a 所示。

2. 主电路电压

主电路电压也下降得很快，但因为初始值很大，所以，在相同的 t_X 时间内，虽然下降得只有额定电压的 30%，但仍有 150V。

3. 晶体管的功耗

集电极电流的减小，使 R_C 上的电压降为 100V，而晶体管的管压降减小为 50V，晶体管的功耗为 1000W，是额定功耗的 2 倍。所以，晶体管必烧无疑。

变频器的逆变器件改用 IGBT 以后，因为其控制极电流极小，驱动电路的电压不会很快下降，上述现象基本上不再发生。

小小体会

当电源电压突变时，分析各部分电路的暂态过程是十分重要的，也是解开各种谜团的主要途径。

5.3 小电感的大作用

实践背景

在工矿企业里工作的电气工作人员，习惯于对工频运行时的各种状态进行分

析。而变频器的输出电压却是高频脉冲序列，在思考问题时，应该时时注意并充分利用这个特点。

5.3.1 一个小实验

5.3.1.1 进行实验的动因

1. 电动机和变频器之间的距离

在实际工作中，当电动机和变频器之间的距离超过一定限度时，会出现一些不愉快的现象，如电动机的振动加剧，电动机侧的电压升高等。

2. 应对途径

说明书上介绍，当电动机和变频器之间的距离超过 100m（也有规定 50m 的）时，应在变频器的输出侧接入输出电抗器。但输出电抗器非但价格较贵，还难以买到。

5.3.1.2 小实验

1. 基本考虑

由于变频器的输出电压是由一系列高频脉冲构成的，脉冲频率高达 10kHz 或以上，波长较短。根据远距离输电的原理，当输电距离与电压的波长可以比拟时，电源端电压的瞬时值就和接收端（电动机端）电压的瞬时值不一致，从而产生反射波。电源输出的电压波和反射波相重叠，就会发生一些不希望看到的现象。理论分析表明，如果在电路里加入一些额外的器件（如电感），就可以破坏原有的状态。

2. 小实验

变频器的输出端接一台 0.75kW 的小电动机，小电动机放置在地上，不固定。不断地延长输出线。当输出线延长至超过 50m 时，小电动机开始振动，如图 5-18a 所示。

将变频器的三根输出线并在一起，在高频磁环上绕 1~2 匝，串联在输出电路里，小电动机就不再振动了。

这个小实验说明了，由于变频器的输出电压是高频脉冲序列，所以，一个很小的电感，也能起比较显著的作用，如图 5-18b 所示。

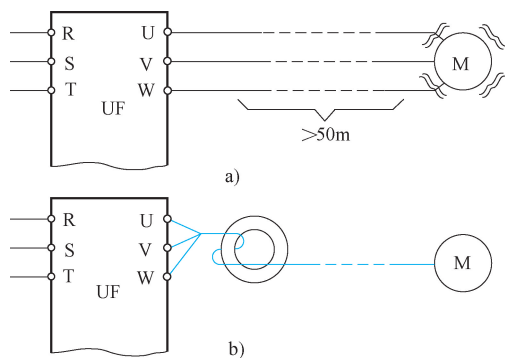


图 5-18 小实验电路

a) 连接线超过 50m b) 接入小电感

5.3.2 改善功率因数的应急措施

5.3.2.1 一个求助电话

某公司为一家塑料厂的一个车间配置了十余台变频器，结果，车间变压器的输出电压变成了三角波，功率因数极低，影响了其他设备的正常运行。

公司老板打电话向我咨询，我说每台变频器都配置电抗器呀。老板说，这我也知道。但电抗器挺贵的，用户不肯出钱，我出钱就赔本了。

5.3.2.2 解决办法

我在思考之后，提出了一个方案：用一导线在高频磁环上多绕几圈，如图 5-19a 所示，作为简易直流电抗器，接入电路，如图 5-19c 所示。如果导线较粗，难以绕制的话，则多买几个高频磁环，导线直接穿入磁环，如图 5-19b 所示。

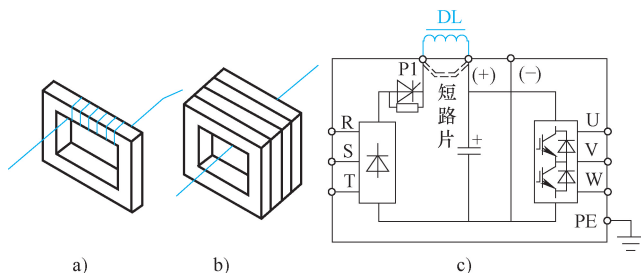


图 5-19 简易直流电抗器

a) 导线较细 b) 导线较粗 c) 接线位置

后来，老板打电话来说，果然解决了问题。

5.3.3 输出电抗器的发热及改善

5.3.3.1 输出电抗器的弊病

1. 存在问题

不少用户反映，输出电抗器存在两个问题：一是噪声大；二是铁心发热严重。

2. 原因分析

问题很可能发生在铁心上。因为变频器输出电流里具有十分丰富的高次谐波成分，而国产的输出电抗器所用的硅钢片，都只能用一般变压器用的硅钢片，如采用特殊的硅钢片，将增加成本，难以被用户接受。而硅钢片里的涡流损失和磁滞损失都和频率的二次方成正比。所以，当用在高频电路里时，铁心容易发热。

5.3.3.2 解决办法

1. 基本途径

在变频器的输出电路中，串联一点小电感，以减小输出电流中的谐波成分。

2. 具体方法

将三根输出线并在一起，同时在高频磁环上绕上若干匝，串联在变频器和输出电抗器之间，如图 5-20 所示。

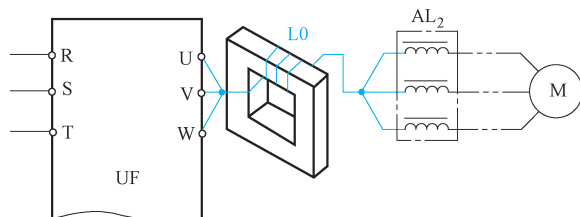


图 5-20 输出电抗器前串联小电感

据用户反映，此法较好地解决了上述问题。

5.3.4 简易滤波器

5.3.4.1 用户的问题

大致有两种情形：

1. 无抗干扰措施

部分用户不知道采用变频调速后，需要配置一些抗干扰器件，如滤波器等，在使用过程中发现变频器对其他设备产生干扰，例如，在变频器旁边不能打手机等。

2. 抗干扰措施不力

部分用户已经配置了输入、输出滤波器，但仍存在干扰问题，说明所配置的滤波器效果不够好。这也是常见的情况，因为无源滤波器件很难把高次谐波成分滤得很干净。

5.3.4.2 解决办法

针对以上两种情形，我都建议他们自制简易滤波器，接在变频器的输出侧，如图 5-21a 所示。

对于原来未配置滤波器的用户来说，等于配置了一个滤波器；对于已配置滤波器而效果欠佳的用户来说，则是增加了一个辅助滤波器。具体方法如下：

将变频器的三根输出线以相同的方法在同一个高频磁心上绕制 3~4 圈，如图 5-21b 的上部所示。

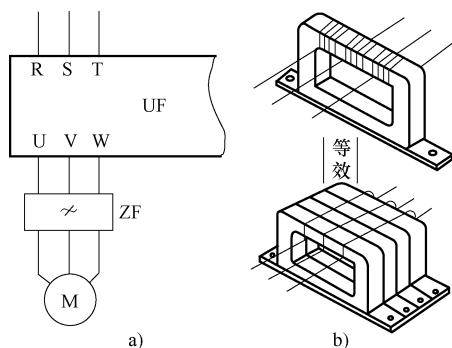


图 5-21 简易输出滤波器

a) 滤波器的接法 b) 滤波器的结构

如果输出侧的导线较粗，难以多圈绕制时，可以在多加几个高频磁心的情况下，只绕一圈，也可以取得相同的效果，如图 5-21b 的下部所示，也可以再多加

几个高频磁心，把三根导线直接穿过磁心即可。

据用户反映，此法取得了不错的效果。

小小体会

在工频电路里，铁心上只绕几圈绕组所构成的小电感，是完全可以忽略不计的。但在高频电路里，却常常能取得意想不到的效果。

5.4 异步电动机的上限频率

5.4.1 讨论背景

自从变频调速普及后，常常有人提出这样的问题：异步电动机变频后，最高能调节到多大频率？专家们对这个问题的答案是多种多样的，有的说，不应超过60Hz，也有说不应超过80Hz，莫衷一是，得不到一个统一的说法。

其实，异步电动机工作频率的上限，是应该根据负载的特点来决定的。

5.4.2 电动机高频运行的特点

5.4.2.1 异步电动机的带负载能力

异步电动机的带负载能力由机械特性决定，异步电动机的机械特性曲线如图5-22所示，要点如下：

1. 临界转矩

异步电动机的机械特性有一个拐点，称为临界点，如图中的K点所示。临界点的转矩就称为临界转矩，用 T_K 表示。临界转矩也是异步电动机所能产生的最大电磁转矩。

2. 额定转矩

所谓额定转矩，是指允许长时间连续运行的最大转矩。或者说，在此转矩下长时间连续运行时，电动机的温升将不超过允许值。额定转矩用 T_N 表示，如图5-22中之N点所示。

3. 过载能力

电动机在运行过程中，只要其温升不超过允许值，短时间的过载运行是允许的。但过载是有限度的，这就是：负载的阻转矩必须小于电动机的临界转矩。因此，临界转矩和额定转矩之比，就称为过载能力：

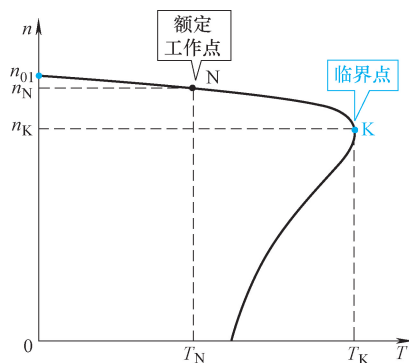


图 5-22 异步电动机的机械特性

$$K_T = T_K / T_N \quad (5-11)$$

式中 K_T ——电动机的过载能力；
 T_K ——异步电动机的临界转矩， $N \cdot m$ ；
 T_N ——电动机的额定转矩， $N \cdot m$ 。

5.4.2.2 高频运行时的电磁转矩

1. 高频运行的临界转矩

高频运行时临界转矩的计算公式十分复杂，也难以得到准确而简单的表达式。根据日本变频器提供的曲线推算，则临界转矩和频率之间的关系大致为

$$T_{KX} = T_{KN} / k_f^{1.4} \quad (5-12)$$

式中 T_{KX} ——频率为 f_X 时的临界转矩 ($f_X > f_N$)， $N \cdot m$ ；
 T_{KN} ——额定频率时的临界转矩， $N \cdot m$ ；
 k_f ——变频比，即运行频率与额定频率之比：

$$k_f = f_X / f_N \quad (5-13)$$

式中 f_X ——运行频率，Hz；
 f_N ——额定频率，Hz。

式 (5-12) 表明，异步电动机运行在额定频率以上时，其临界转矩将随频率的增加而减小。

例如，当工作频率为 100Hz 时， $k_f = 2$ 。则由式 (5-12)，得

$$T_{KX} = T_{KN} / 2^{1.4} \approx T_{KN} / 2.64 = 0.38 T_{KN}$$

可见，这时的临界转矩只有 50Hz 时的 38%。

2. 高频运行的有效转矩

所谓有效转矩，是指在非额定频率下，允许长时间运行的转矩，相当于非额定频率下的“额定转矩”，用 T_E 表示。

一般认为，当异步电动机在额定频率以上运行时，其有效转矩具有恒功率的特点。即

$$T_{EX} = T_{MN} / k_f = T_{MN} / k_f \quad (5-14)$$

式中 T_{EX} ——频率为 f_X 时的有效转矩 ($f_X > f_N$)， $N \cdot m$ ；
 T_{MN} ——电动机的额定转矩， $N \cdot m$ 。

就是说，额定频率以上的有效转矩是和变频比成反比的。

例如，当工作频率为 100Hz 时， $k_f = 2$ 。则由式 (5-14)，得

$$T_{EX} = T_{KN} / 2 = 0.5 T_{KN}$$

3. 高频运行的过载能力

高频运行的主要影响是电动机的过载能力变差。仍以 $f_X = 100\text{Hz}$ ($k_f = 2$) 为例，如上所述，临界转矩为 $T_{KX} = 0.38 T_{KN}$ ，而有效转矩为 $T_{EX} = 0.5 T_{KN}$ 。

假设在 $f_X = 50\text{Hz}$ 时的过载能力 $K_T = 2$ ，则在 $f_X = 100\text{Hz}$ 时的过载能力为

$$K_{TX} = K_{TN} (T_{KX} / T_{EX}) = 2 \times (0.38 T_{KN} / 0.5 T_{KN}) = 1.52$$

可见, 过载能力减小了许多。那么, 能否正常运行呢? 答案是肯定的, 主要原因有:

(1) 负载工况

高速运行时, 负载一般不容易过载。以金属切削机床为例, 高速切削都只有在精加工时进行, 而精加工时, 非但进刀量较小, 一般也不大会过载。

(2) 散热变好

高频运行时, 电动机内部的风扇叶片的转速也同时增加, 电动机的散热得到了很大的改善, 电动机允许的“额定电流”可以增加。

4. 结论

由于上述原因, 认为异步电动机在额定频率以上运行时, 其有效转矩具有恒功率特点是可以成立的。在图 5-23 中, 曲线①是额定频率下, 异步电动机的自然机械特性; 曲线②是 2 倍频率时, 异步电动机的机械特性; 曲线③是不同频率时的临界转矩线; 曲线④是有效转矩线。

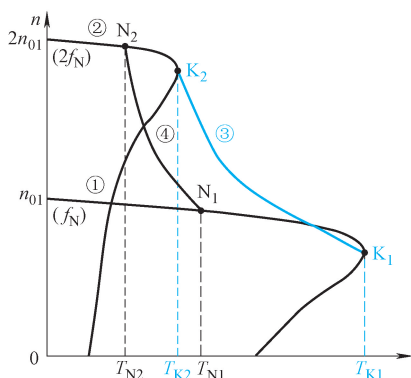


图 5-23 额定频率以上的机械特性

5.4.2.3 机械制约因素

以上是从电的角度考虑的结果, 而电动机作为一台旋转的机器, 还会在机械方面受到制约, 主要的制约因素有:

1. 轴承的转速限制

电动机所用的轴承一般都是通用轴承, 其最高转速约为 4000r/min 多一点。因此, 如果是 2 极电动机, 就不允许在 100Hz 下运行, 允许的最高频率只有 65Hz。

2. 动平衡

任何机械在高速运行时, 都存在着动平衡的问题, 电动机也不例外。所以, 在生产电动机时, 必须对转子做动平衡试验。异步电动机的动平衡试验一般在 3000r/min 的状态下进行。所以, 当转速超过 3000r/min 时, 就有可能出现动平衡方面的问题。

5.4.3 各类负载的最高工作频率

变频拖动系统的最高工作频率要根据负载的机械特性来决定。分述如下:

5.4.3.1 恒转矩负载

1. 基本分析

(1) 恒转矩负载的特点

所谓恒转矩负载,是指在不同的转速下,负载的阻转矩恒定不变,其机械特性如图 5-24 中的曲线②所示(曲线①是电动机在额定频率以下运行时的有效转矩线)。

(2) 恒转矩负载对频率的限制

如果负载的阻转矩如曲线③所示,与电动机的额定转矩相等的话,电动机的最高工作频率只能等于额定频率。或者说,电动机允许的工作频率范围是:

$$f_X \leq f_N$$

但是,大多数生产机械的阻转矩实际上都小于电动机的额定转矩,电动机的负载率常小于 1:

$$\gamma = T_L / T_{MN} \quad (5-15)$$

式中 γ ——电动机的负载率;

T_L ——负载的阻转矩, $N \cdot m$;

T_{MN} ——电动机的额定转矩, $N \cdot m$ 。

生产机械的负载率可通过测量电动机的运行电流来求出:

$$\gamma = I_{MX} / I_{MN} \quad (5-16)$$

式中 I_{MX} ——电动机的运行电流, A;

I_{MN} ——电动机的额定电流, A。

结合式 (5-14), 最高运行频率的条件是:

$$\begin{aligned} T_{MN} / k_f &\geq \gamma T_{MN} \\ k_f &\leq 1 / \gamma \end{aligned} \quad (5-17)$$

例如,某恒转矩负载的负荷率为 $\gamma = 70\%$, 则允许的运行频率范围是:

$$k_f \leq 1.42$$

允许的最高工作频率是:

$$f_{\max} = 50 \times 1.42 = 71 \text{ Hz}$$

2. 恒定负载与变动负载

(1) 恒定负载

部分恒转矩负载在运行过程中,阻转矩始终不变,称为恒定负载。例如,流水线中的带式输送机中,传输带上的重物始终不变,如图 5-25a 所示。对于这类负载,式 (5-17) 是完全适用的。

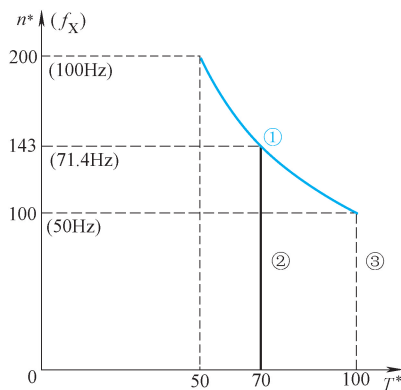


图 5-24 恒转矩负载的高频运行

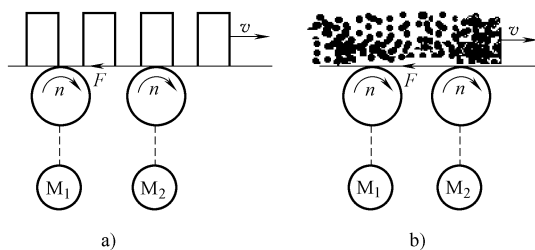


图 5-25 恒定负载与变动负载

a) 恒定负载 b) 变动负载

(2) 变动负载

部分恒转矩负载，虽然其阻转矩的大小和转速无关，但并不等于负载的轻重也始终不变。如图 5-25b 所示的输煤机，其传输带上的煤的重量就是一直在变动的。有时候，还可能过载。对于这类负载，其最高工作频率只能是额定频率。

5.4.3.2 恒功率负载

1. 基本分析

恒功率负载的基本特点，是在改变转速的过程中，负载消耗的功率不变。即

$$\frac{T_L n_L}{9550} = C$$

$$T_L \propto C/n_L \quad (5-18)$$

式 (5-18) 表明，在恒功率负载中，负载的阻转矩是和转速成反比的，其机械特性如图 5-26 中之曲线②所示。

恒功率负载在最低速时的阻转矩最大，通常，就以此作为选配电机的主要依据。比较 5-26 中的曲线①和曲线②可知，在较高转速下运行时，一般不存在过载的问题。

2. 卷绕机械的最高工作频率

卷绕机械是最典型的恒功率负载，如图 5-27a 所示。

薄膜在卷绕过程中，要求被卷物的张力 F 必须保持恒定。为了保持张力恒定，又必须使被卷绕物的线速度 v 保持恒定。

而为了保持线速度恒定，随着卷绕物半径的增大，负载的转速必须减小。就是说，转速的高低是随被卷物的卷径而变的。所以，卷绕机械在卷绕过程中，是自动地保持着恒功率状态的。

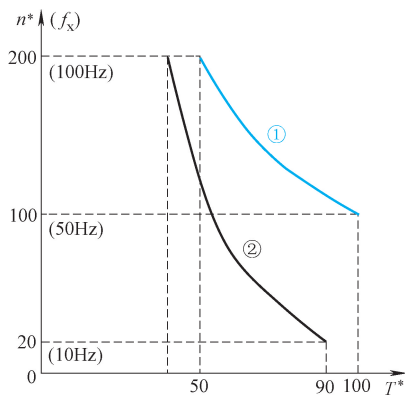


图 5-26 恒功率负载的高频运行

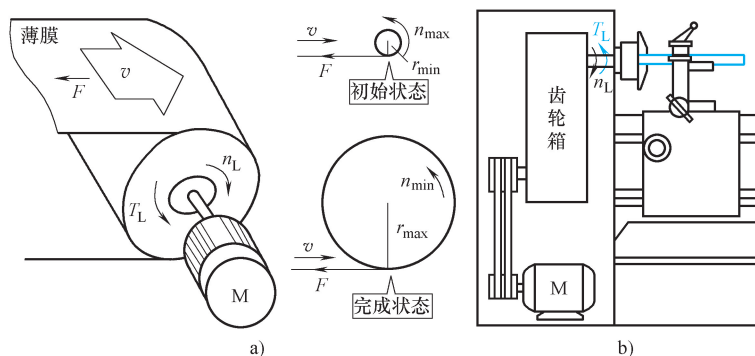


图 5-27 恒功率负载示例

a) 卷绕机械 b) 金属切削机床

此外，卷绕机械在最高速时滞留的时间极短，随着卷径的迅速增大，转速下降得也很快。因此，可不必考虑轴承和动平衡等问题。

对于这类负载，据目前看到的资料所载，最高工作频率可达 180Hz。

3. 金属切削机床的最高工作频率

金属切削机床在运行过程中，并不能自动地保持恒功率状态，但在不同的转速下，其切削功率要求保持恒定。

以图 5-27b 所示的车床为例，高速切削都用于精加工，一般不会过载，对过载能力并无要求。但每次切削的时间较长。所以其最高工作频率不宜超过额定频率的 2 倍。我在实际工作中，所用的最高频率是 104Hz。

5.4.3.3 二次方律负载

1. 基本特点

二次方律负载的典型实例是离心式风机和水泵，其主要特点是：负载的阻转矩 T_L 与转速 n_L 的二次方成正比：

$$T_L = K_T n_L^2 \quad (5-19)$$

式中 K_T ——转矩比例常数。

由于即使在空载的情况下，电动机的输出轴上，也会有损耗转矩 T_0 和损耗功率 P_0 ，如摩擦转矩及其功率等。因此，严格地讲，其转矩表达式应为

$$T_L = T_0 + K_T n_L^2 \quad (5-20)$$

式中 T_0 ——空载转矩或损失转矩，
N · m。

其机械特性如图 5-28 中的曲线②

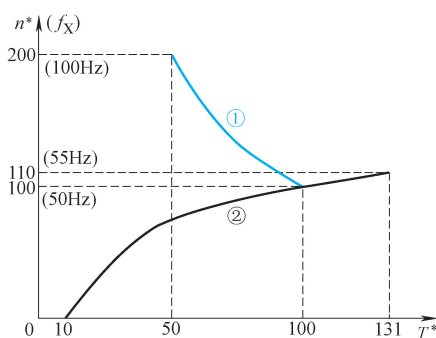


图 5-28 二次方律负载的高频运行

所示。

2. 最高工作频率

一般情况下，二次方律负载的最高工作频率不允许超过电动机的额定频率。

举例说明如下：

假设工作频率上升 10%：

$$f_X = 55\text{Hz} = 1.1f_N$$

则由式 (5-19)，假设损耗转矩等于额定转矩的 10% ($T_0 = 0.1T_N$)，则负载转矩的大小是：

$$T_{LX} = [0.1 + (1.1)^2] T_{LN} = 1.31T_{LN}$$

式中 T_{LX} ——工作频率为 f_X 时的负载转矩， $\text{N} \cdot \text{m}$ ；

T_{LN} ——负载的额定转矩， $\text{N} \cdot \text{m}$ 。

可见，负载转矩比额定转矩增大了 31%，将使电动机处于严重过载的状态下。

小小体会

在分析异步电动机允许的最高工作频率时，非但要了解负载的基本特性，还必须了解负载的工况。包括：负载在满负荷时，电动机的负载率、负载在运行过程中的变动情况，等等。

5.5 变频调速取代其他调速电动机

讨论背景

当变频调速取代其他调速电动机时，人们常常用额定容量和额定转速相同或接近的异步电动机去取代。这在一般情况下，也是可以的。问题是，常常会有一些比较特殊的情况，使变频调速系统无法胜任。笔者就自己的经历介绍如下。

5.5.1 变频调速取代直流电动机

5.5.1.1 一般情况

在大多数情况下，对于原有的直流调速系统，只需用一台容量和转速接近的异步电动机取代直流电动机，并进行变频调速就可以了，如图 5-29 所示。图 5-29a 是变频调速拖动系统，图 5-29b 是直流电动机拖动系统。

5.5.1.2 特殊情况

1. 实例

有一台橡胶机械，采用直流电动机调速，因故障率较高，需要改造成变频

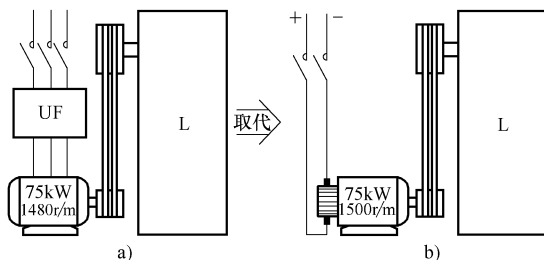


图 5-29 变频调速取代直流电动机

a) 变频调速拖动 b) 直流电动机拖动

调速。

直流电动机的铭牌数据是：75kW、1500r/min、220V、383A。

电动机的额定转矩是：

$$T_{MND} = \frac{9550P_{MN}}{n_{MN}} = \frac{9550 \times 75}{1500} \text{N} \cdot \text{m} = 477.5 \text{N} \cdot \text{m}$$

改造成变频调速时，所选三相异步电动机的铭牌数据是：75kW、1480r/min、139.7A。

电动机的额定转矩是：

$$T_{MNA} = \frac{9550P_{MN}}{n_{MN}} = \frac{9550 \times 75}{1480} \text{N} \cdot \text{m} = 484 \text{N} \cdot \text{m} > T_{MND}$$

橡胶机械需要较大的起动转矩，故采用了“有反馈矢量控制”方式。但是，在满载起动时，却怎么也起动不起来。

2. 原因分析

直流电动机在没有任何反馈的情况下，随着电枢电压的上升，起动转矩也不断增加，一直到能够起动为止。虽然，起动电流较大，换向器会产生很大的火花。但起动起来后，随着转速的上升。电流将很快下降，换向器的火花也很快恢复正常。一般说来，直流电动机的起动转矩可达额定转矩的 2.5 倍左右：

$$T_{SD} = 2.5T_{MND} = 1193.75 \text{N} \cdot \text{m}$$

另一方面，异步电动机所能产生的最大电磁转矩（临界转矩）也只有额定转矩的（2~2.5）倍左右，起动转矩只有额定转矩的 1.5 倍左右。采用变频调速后，最大的起动转矩也只有额定转矩的 1.8 倍：

$$T_{SA} = 1.8T_{MNA} = 871.2 \text{N} \cdot \text{m}$$

很明显，4 极异步电动机的起动转矩比直流电动机小多了，所以难以起动。

3. 解决方法

改用 6 极异步电动机，则电动机的额定转速为 980 r/min。额定转矩为

$$T_{\text{MN}6} = \frac{9550P_{\text{MN}}}{n_{\text{MN}}} \text{N} \cdot \text{m} = 730.8 \text{N} \cdot \text{m}$$

式中 $T_{\text{MN}6}$ ——6 极异步电动机的额定转矩, $\text{N} \cdot \text{m}$ 。

起动转矩为

$$T_{\text{SA}6} = 1.8T_{\text{MN}6} = 1315.44 > T_{\text{MSD}}$$

式中 $T_{\text{SA}6}$ ——6 极异步电动机的起动转矩, $\text{N} \cdot \text{m}$ 。

可见, 6 极异步电动机的起动转矩比直流电动机还要大。

采用了 6 极异步电动机后, 其工作频率将超过额定频率:

$$f_{\text{H}} = f_{\text{MN}} \frac{n_{\text{MND}}}{n_{\text{MN}6}} = 50 \times \frac{1500}{980} \text{Hz} = 76.5 \text{Hz}$$

异步电动机在工作频率超过额定频率时, 其有效转矩将减小。因此, 必须效验在上限频率时有效转矩是否满足要求:

$$T_{\text{ME}6} = T_{\text{MN}6} \frac{f_{\text{MN}}}{f_{\text{H}}} = 730.8 \times \frac{50}{76.5} \text{N} \cdot \text{m} = 477.6 \text{N} \cdot \text{m} \approx T_{\text{MND}}$$

因此, 当异步电动机的额定转速比直流电动机低一个档次 (例如, 直流电动机的额定转速为 1500r/min , 而异步电动机为 980r/min) 时, 两者的有效转矩线如图 5-30 所示。图 5-30 中, 曲线①是直流电动机的有效转矩线, 曲线②是⑥极异步电动机变频后的有效转矩线。

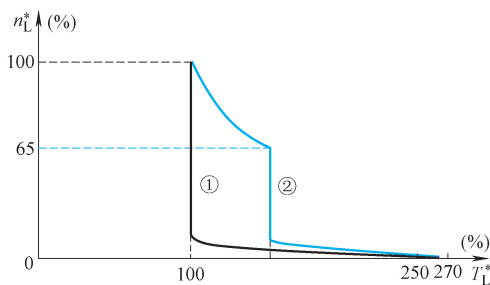


图 5-30 直流电动机和变频后 6 极异步电动机

5.5.2 变频调速取代滑差电动机

5.5.2.1 初始考虑

根据滑差电动机的特点, 曾经提出三个方案:

方案 1: 滑差电动机的励磁电流保持为最大值, 拖动电动机实行变频调速;

方案 2: 将滑差电动机的两个旋转部分连接到一起, 拖动电动机实行变频调速;

方案 3: 用一台同容量的异步电动机代替电磁调速电动机, 进行变频调速。

实践结果分述如下:

5.5.2.2 保持最大励磁电流

1. 方案特点

把励磁电流保持在最大位置, 然后对拖动电动机实施变频调速, 如图 5-31a 所示。

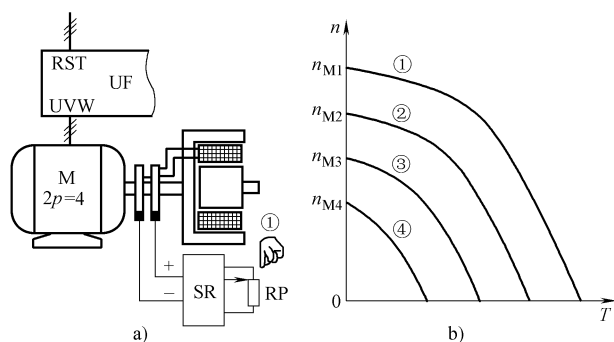


图 5-31 保持最大励磁电流的变频调速

a) 方案特点 b) 机械特性

2. 实践效果

完全不能使用。

3. 原因分析

当拖动电动机的工作频率下降时，滑差电动机的理想空载点下移，其机械特性如图 5-31b 中之曲线①、②、③、④所示。由于没有了转速反馈，机械特性得不到改善，所以不能用。

5.5.2.3 用同容量异步电动机取代

1. 方案特点

用一台同容量的异步电动机代替电磁调速电动机，进行变频调速，如图 5-32a 所示。

也可以从节约经费出发，把第二级的两个部分用机械的方法连接在一起，如图 5-32b 所示。

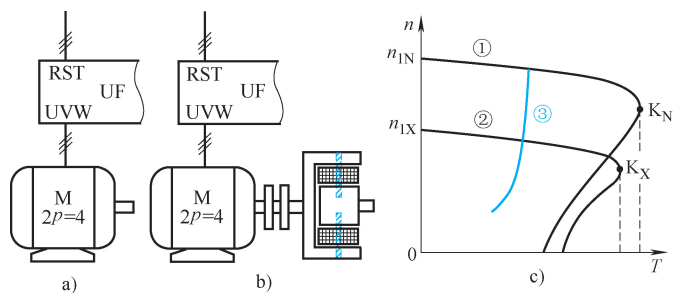


图 5-32 直接用拖动电动机变频

a) 用同容量电动机变频 b) 第二级固定 c) 机械特性

2. 实践效果

基本可用。但在低速时的带负载能力不如滑差电动机。

3. 原因分析

滑差电动机在加入了转速负反馈后,在额定励磁电流下,低速时的电磁转矩反而比高速时大。就是说,它在低速时的有效转矩,是可以大于额定转矩的。据有的产品介绍,在最低速时的有效转矩可达额定转矩的1.7倍。究其原因,则因为拖动电动机的功率不变,故在一定程度上具有恒功率的特点,即低速时转矩大。

而变频调速在调频过程中,其有效转矩是不可能超过额定转矩的。所以,电磁调速电动机低速时能带动的负载,变频调速却带不动。

4. 解决办法

改用6极异步电动机,如图5-33a所示。在图5-33b中,曲线①是4极异步电动机变频后的有效转矩线。6极异步电动机的额定转矩约为4极电动机的1.5倍,其有效转矩线如图中之曲线②所示。曲线③是电磁调速电动机的有效转矩线。由图可知,采用了6极异步电动机后,在低速时的有效转矩大于电磁调速电动机的有效转矩,生产机械就能够在低速下运行了。

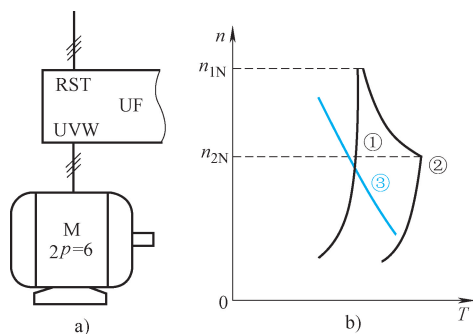


图 5-33 改用6极电动机变频调速

a) 改用6极电动机 b) 机械特性比较

5.5.3 变频调速取代整流子电动机

5.5.3.1 实例

1. 改造前数据

某排粉机,原来用三相整流子电动机,额定容量:160kW,额定电流:285A,额定转速:350~1050r/min。满载运行时,实测电流为234A,负载率 $\gamma \approx 82\%$ 。

2. 改造后数据

改造为普通电动机变频调速时,选用的电动机数据:160kW,275A,1480r/min(额定转差为20r/min)。

运行情况:转速为1050r/min时,电动机过载,电流达316A。

5.5.3.2 原因分析

1. 从转矩看

(1) 原来电动机的额定转矩

$$T_{MNO} = \frac{9550 P_{MNO}}{n_{MNO}} = \frac{9550 \times 160}{1050} \text{ N} \cdot \text{m} = 1455 \text{ N} \cdot \text{m}$$

(2) 改造后电动机的额定转矩

$$T_{MN} = \frac{9550P_{MN}}{n_{MN}} = \frac{9550 \times 160}{1480} \text{N} \cdot \text{m} = 1032 \text{N} \cdot \text{m} < T_L$$

可见, 异步电动机的额定转矩比原电动机小得多。

2. 从功率看

变频后电动机的功率:

(1) 电动机在 1050r/min 时的工作频率

当转速 n_X 为 1050r/min 时, 同步转速 n_{0X} 为 1070r/min (变频后, 电动机的转差基本不变), 则工作频率为

$$f_X = \frac{pn_{0X}}{60} = \frac{2 \times 1070}{60} \text{Hz} = 35.7 \text{Hz}$$

(2) 电动机在 1050r/min 时的有效功率

$$P_{ME} = P_{MN} \frac{f_X}{f_N} = 160 \times \frac{35.7}{50} \text{kW} = 114 \text{kW}$$

可见, 改造后, 虽然异步电动机的额定功率和原电动机相等, 但运行在 1050r/min 时的有效功率却小了许多。

5.5.3.3 解决办法

改用 6 极电动机, 电动机的额定数据: 160kW, 297A, 980r/min。

1. 从转矩看

因为原电动机的最高转速是 1050r/min, 故改用 6 极电动机时的最高工作频率为

$$f_X = \frac{f_{MN} n_{MN0}}{n_{MN2}} = 50 \times \frac{1050}{980} \text{Hz} = 53.6 \text{Hz}$$

频率调节比为

$$k_f = \frac{f_X}{f_N} = \frac{53.6}{50} = 1.07$$

因为在额定频率以上运行时, 电动机的有效转矩要减小。所以, 应校核电动机在 53.6Hz 时的有效转矩:

$$T_{ME} = \frac{T_{MN2}}{k_f} = \frac{1559}{1.07} = 1457 \text{N} \cdot \text{m} > T_{MN0}$$

2. 从功率看

变频调速后, 在额定频率以上运行时, 具有恒功率特点, 其有效功率仍为 160kW。

所以, 改用 6 极电动机是可行的, 实际运行情况也令人满意。

小小体会

这个实例告诉我们：当用变频调速系统取代其他电动机的调速系统时，一定要分析清楚被取代电动机的主要特性和负载的工作特点。不能只注意电动机的容量，而必须同时校验电动机的容量和转矩。

5.6 关于基本频率的讨论

讨论背景

在大多数情况下，基本频率的预置是比较固定的，不必进行调整。但在实际应用中，却常常有可以灵活处理的情形。本节将把这些灵活处理的情形作一汇总。

5.6.1 基本频率的定义

1. 基本频率的定义

基本频率的大小是和变频器的输出电压相对应的。大多数变频器把基本频率定义为和变频器的最大输出电压对应的频率，如图 5-34 所示。

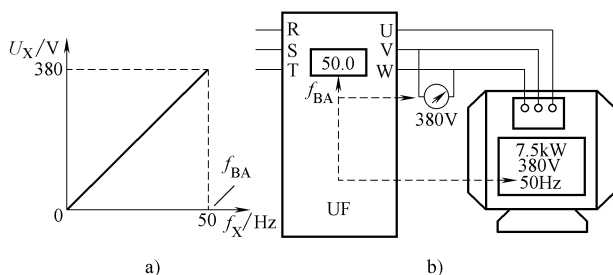


图 5-34 基本频率

a) 基本频率的定义 b) 一般对应关系

基本频率用 f_{BA} 表示。在绝大多数情况下，基本频率应等于电动机的额定频率，如图 5-34b 所示。

2. 设定基本频率的意义

设定了基本频率 f_{BA} ，也就设定了基本的电压频率比 (U/f 比)，也就设定了电动机的基本磁通量 Φ_{BA} 。当变频器的最大输出电压等于电动机的额定电压，基本频率等于额定频率时，电动机的基本磁通量等于额定磁通 ($\Phi_{BA} = \Phi_N$)，电动

机将处于最佳运行状态。因此,一般说来,基本频率是不宜随意调整的。

但基本频率也并不是绝对不能调整。在某些特殊情况下,调整基本频率是必需的。有时,甚至可以起到意想不到的好效果。

5.6.2 变频器与电动机的额定电压不符时的处理

我国的低压电网,统一为三相、380V、50Hz。因此,国内市场上一般只有三相 380V 的变频器。但在一些进口设备中,常常有电压档次并非 380V 的电动机。对于这些特殊类型的电动机,能否使用三相 380V 的变频器呢?答案是肯定的,举例说明如下:

1. 三相 220V 电动机

许多进口设备中,常常有三相 220V 的变频器和电动机,设备中自行配备了三相变压器为变频器提供电源。当变频器发生故障后,却难以买到三相 220V 的变频器,怎么办呢?

在这种情况下,可以购买三相 380V 的变频器。使用时,通过提高基本频率的方法来解决。如图 5-35 a 所示。

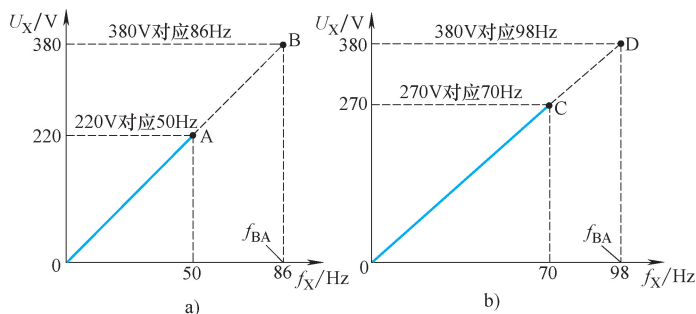


图 5-35 额定电压不符时的处理

a) 电动机为三相 220V b) 电动机为三相 270V、70Hz

首先,在 U/f 坐标系内做出实际需要的 U/f 线 OA , A 点对应于 50Hz, 220V。延长 OA 至与 380V 对应的点,如图 5-35a 中之 B 点。按比例算出与 B 点对应的频率为 86Hz,则把基本频率预置为 86Hz 即可。当工作频率为 50Hz 时,对应的电压便是 220V 了。

2. 电动机的额定数据为 270V、70Hz

这是一种特殊系列的电动机,在使用三相 380V 的变频器进行变频调速时,必须使电动机的额定数据得到满足。具体方法是:

首先,在 U/f 坐标系内找到与 (70Hz、270V) 对应的点 C 。则 C 点便是该电动机的额定工作点,直线 OC 是基本 U/f 线。

将 OC 延长至与 380V 对应的点 D。按比例算出与 D 点对应的频率为 98Hz, 则把基本频率预置为 98Hz 即可, 如图 5-35b 所示。这样, 98Hz 对应于 380V, 而当工作频率为 70Hz 时, 对应的频率就是 270V 了。

5.6.3 大马拉小车的节能措施

所谓“大马拉小车”, 是指电动机的设计裕量太大, 电动机长时间处于轻载运行的状态。图 5-36 是具体例子之一, 负载所需功率只有 40kW, 却配用了 75kW 的电动机。

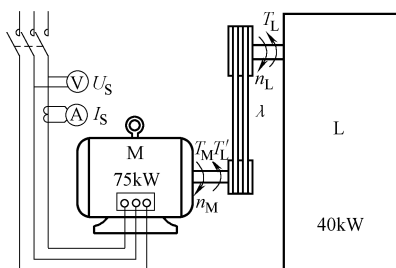


图 5-36 大马拉小车举例

5.6.3.1 大马拉小车存在的问题

电动机的磁通增加

异步电动机的磁通和反电动势与频率成正比:

$$\Phi_1 = K_E \frac{E_1}{f} = K_E \frac{|\dot{U}_1 - \dot{I}_1 Z_1|}{f} \quad (5-21)$$

式中 Φ_1 ——电动机的主磁通, Wb;

K_E ——比例常数;

E_1 ——定子一相绕组的反电动势, V;

f ——电流的频率, Hz;

$\dot{U}_1$ ——定子侧的相电压, V;

$\dot{I}_1$ ——定子侧的相电流, A;

Z_1 ——定子一相绕组的阻抗 (包括电阻和漏磁电抗), Ω 。

由式 (5-21) 可知, 在相电压 U_1 和频率 f 都不变的情况下, 电动机的负载率很低时, 定子绕组的反电动势 E_1 增大, 从而磁通 Φ_1 也增加。这里, 负载率可以计算如下:

$$\gamma = \frac{T'_L}{T_{MN}} \approx \frac{I_{1X}}{I_{1N}} \quad (5-22)$$

式中 γ ——电动机的负载率;

T'_L ——负载转矩的折算值, N·m;

T_{MN} ——电动机的额定转矩, N·m;

I_{1X} ——电动机的运行电流, A;

I_{1N} ——电动机的额定电流, A。

磁通增加的结果是:

1) 磁路内的铁损 (涡流损失和磁滞损失) 增加;

- 2) 电动机的空载损失 ($I_0^2 R_1$) 增加;
 - 3) 因为励磁电流基本上是无功电流, 故功率因数降低。
- 就是说, 在大马拉小车的状态下运行的结果, 是产生了能源的浪费。

5.6.3.2 大马拉小车的节能途径

1. 基本途径

由式 (5-21) 可知, 轻负载时, 如果适当降低电压 U_1 , 可以使磁通减小至额定磁通 Φ_{1N} 。因此, 大马拉小车节能的基本途径, 便是适当降低电压。当负载很轻时, 还可考虑进一步把磁通减小到额定值以下。按国家规定, 电压的允许下限值为 $90\%U_N$, 则磁通的允许下限值大体上也可以定为 $90\%\Phi_{1N}$ 。

2. 低频时的调整

在低频运行的情况下, 由于变频器的 U/f 线是可以任意调整的, 要降低电压, 只需正确预置 U/f 线即可实现。

3. 额定频率以上的调整

但是, 在额定频率的情况下, 是不可能通过改变 U/f 线来调整电压的。只有通过加大基本频率来调整与额定频率对应的电压。如图 5-37 所示, 当把基本频率加大为 58Hz 时, 50Hz 时对应的电压便降至 330V 了。

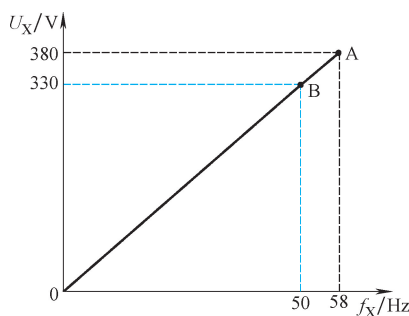


图 5-37 增大基本频率实现降压

5.6.3.3 低频重载的节能

1. 功率和转矩的差昇

某变频拖动系统, 电动机数据: $P_{MN} = 75\text{kW}$, $n_{MN} = 1480\text{r/min}$, $T_{MN} = 484\text{N}\cdot\text{m}$; 负载数据: $T_L = 1800\text{N}\cdot\text{m}$, $n_L = 220\text{r/min}$, $P_L = 41.5\text{kW}$; 传动比 $\lambda = 4$, 负载转矩折算到电动机轴上的折算转矩 $T'_L = 450\text{N}\cdot\text{m}$, 电动机的负载率为 $\gamma = 0.93$; 拖动系统的上限工作频率为 33Hz , 如图 5-38a 所示。

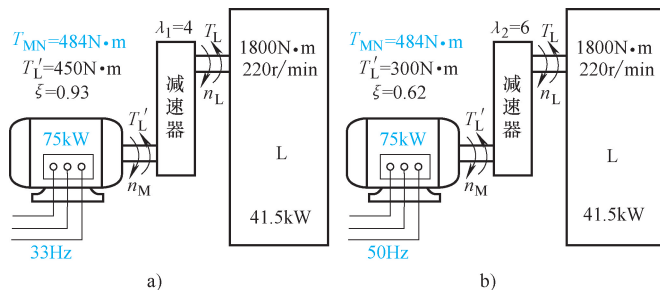


图 5-38 低频重载的节能

a) 上限频率为 30Hz b) 上限频率为 48Hz

该拖动系统从功率上看,属于大马拉小车。但从转矩看,负载率又较大,接近于满载运行。功率与转矩在节能问题上出现了矛盾。

2. 解决方案

上述问题之所以发生,就在于其上限频率只有 33Hz,而当上限频率为 33Hz 时,电动机的有效功率只有 49.5kW。就是说,电动机没有充分发挥作用。要使电动机充分发挥作用,必须将上限频率提高到等于或接近于额定频率,办法是加大传动比。如图 5-38b 所示,当把传动比加大为 $\lambda = 6$ 时,上限频率提高为 50Hz,而负载的折算转矩只有 $T'_L = 300\text{N} \cdot \text{m}$,电动机的负载率减为 $\gamma = 0.62$,大马拉小车的特点就显示出来了。

该系统把基本频率预置为 56Hz,使 50Hz 时的电压降为 340V,取得了较好的节能效果。

5.6.4 40Hz 加大转矩的方法

5.6.4.1 实际案例

某负载,电动机数据: $P_{\text{MN}} = 280\text{kW}$, $I_{\text{MN}} = 506\text{A}$, 配用 315kW 的变频器。长时间在 40Hz 的频率下运行,但电流达到 540A,电动机发热严重。转矩提升功能已经预置到上限值,也未能解决问题。

5.6.4.2 分析与对策

事实上,该电动机处于过载运行状态,在一般情况下,应加大电动机容量。但考虑到过载的幅度只有 6.7%,因此,可考虑通过适当加大 U/f 比来增加磁通量。但多数变频器仅靠转矩提升功能无法加大 U/f 比,如图 5-39a 中的曲线②所示,40Hz 时的实测电压为 308V。

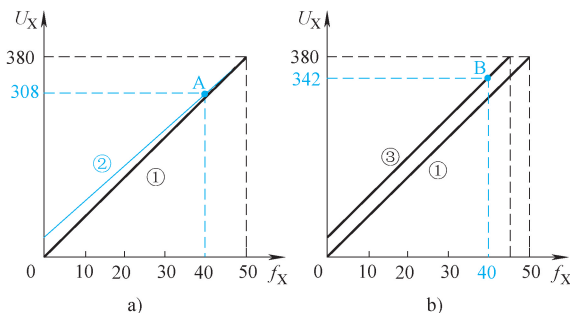


图 5-39 高频区加大转矩

a) 加大转矩提升 b) 减小基本频率

根据粗略计算知,电动机的磁通量略小于额定值。

如果把基本频率减小为 46Hz,使 U/f 线如图 5-39b 中的曲线③所示,则可以使 40Hz 时的电压增加为 340V。根据粗略的估算,电动机的磁通量可以比额定磁通增加 10%。实测结果表明,电动机的工作电流减小为 305~310A。

5.6.4.3 基本频率的下限值

基本频率是不能减小得太多的,否则将导致电动机磁路的饱和。实测结果表明,普通电动机的磁通量超过额定磁通的 10%时,磁路将开始进入磁化曲线的

饱和段。

因此,如果必须通过减小基本频率来加大电动机的电磁转矩时,基本频率的下限值应以不低于 45Hz 为宜。

5.6.5 额定转速以上的有效转矩

5.6.5.1 概述

电动机的额定功率,是指它的最大输出功率。在任何情况下,电动机在运行时的输出功率,都不应超过额定功率。

电动机轴上输出功率的计算公式如下:

$$P_M = \frac{T_M n_M}{9550} \quad (5-23)$$

式中 P_M ——电动机轴上输出的机械功率, kW;

T_M ——电动机的电磁转矩, N·m;

n_M ——电动机的转速, r/min。

由式(5-23)可知,当转速超过额定转速时,电动机轴上允许长时间运行的电磁转矩(称为有效转矩)必将小于额定转矩:

$$T_{ME} = \frac{9550 P_{MN}}{n_M} \propto \frac{1}{n_M} \quad (5-24)$$

式中 T_{ME} ——电动机的有效转矩, N·m;

P_{MN} ——电动机的额定功率, kW。

式(5-24)表明,由于电动机的额定功率等于常数,故电动机的有效转矩与转速成反比,其有效转矩线如图 5-40 中之 AB 段。

5.6.5.2 不同基本频率的高速有效转矩

变频调速系统在额定频率以下运行时,可以通过转矩提升功能和调整基本频率来适当加大有效转矩。那是因为电动机在低速运行时,其运行功率小于额定功率。所以,在不超过额定功率的前提下,有效转矩具有一定的调整余地。

但在额定频率以上运行时,与某一转速对应的有效转矩是唯一的,不能调整的。一方面,有效转矩不允许增大,因为如果增大了,输出功率必将超过额定功率;另一方面,因为电压已经不可能增加,故变频器没有增大有效转矩的手段。

今以基本频率分别是 50Hz、45Hz 和 100Hz 为例,说明如下:

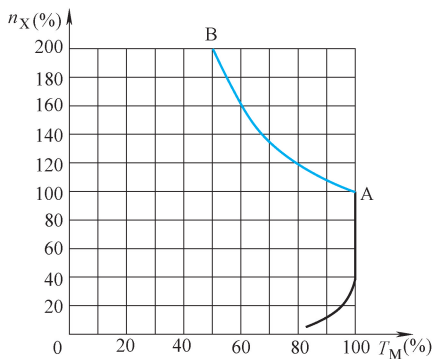


图 5-40 额定转速以上的有效转矩线

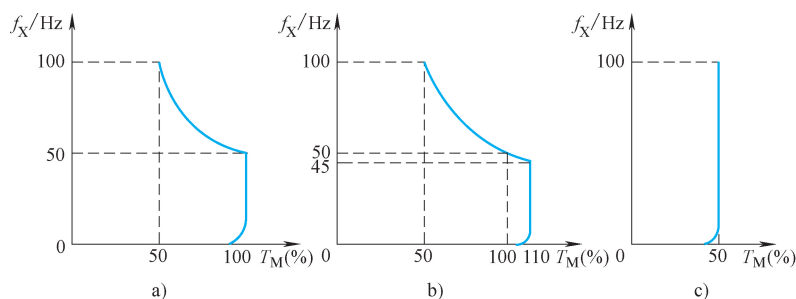


图 5-41 不同基本频率时的高频有效转矩线

a) 基频为 50Hz b) 基频为 45Hz c) 基频为 100Hz

1. $f_{BA} = 50\text{Hz}$

基本频率等于额定频率，当运行频率小于 50Hz ($f_x < 50\text{Hz}$) 时，有效转矩等于额定转矩，且基本上具有恒转矩特点。当运行频率大于 50Hz ($f_x > 50\text{Hz}$) 时，有效转矩与转速成反比；当运行频率等于 100Hz ($f_x = 100\text{Hz}$) 时，有效转矩只有额定转矩的二分之一：

$$T_{ME} = \frac{T_{MN}}{2}$$

如图 5-41a 所示。

2. $f_{BA} = 45\text{Hz}$

如上所述，当基本频率小于额定频率，且电动机在基本频率以下运行时，有效转矩可以适当超过额定转矩。但是，当运行频率等于额定频率时，有效转矩仍等于额定转矩；而当运行频率等于 100Hz ($f_x = 100\text{Hz}$) 时，有效转矩也只有额定转矩的 1/2，如图 5-41b 所示。

3. $f_{BA} = 100\text{Hz}$

如果把基本频率预置为 100Hz，则电动机的基本压频比只有额定值的 1/2，在 100Hz 以下的整个运行范围内，有效转矩都只有额定转矩的 1/2，如图 5-41c 所示。

可见，不论基本频率如何设定，电动机在额定频率以上运行时，其有效转矩都是一样的。

5.6.5.3 不同极数电动机的高速有效转矩

由式 (5-24) 可知，容量相同，但额定转速不同的电动机的额定转矩是不一样的：

$$T_{MN} = \frac{9550P_{MN}}{n_{MN}} \quad (5-25)$$

式中 T_{MN} ——电动机的额定转矩， $\text{N} \cdot \text{m}$ ；

n_{MN} ——电动机的额定转速, r/min。

由式(5-25)算出不同磁极对数的 75kW 电动机的额定转矩如下:

$2p=2$: $n_{MN}=2970\text{r/min}$, $T_{MN}=241\text{N}\cdot\text{m}$;

$2p=4$: $n_{MN}=1480\text{r/min}$, $T_{MN}=484\text{N}\cdot\text{m}$;

$2p=6$: $n_{MN}=980\text{r/min}$, $T_{MN}=731\text{N}\cdot\text{m}$ 。

虽然不同磁极对数电动机的额定转矩不相等,但它们在额定转速以上运行时,在相同转速时的有效转矩却是相等的。如图 5-42 所示:

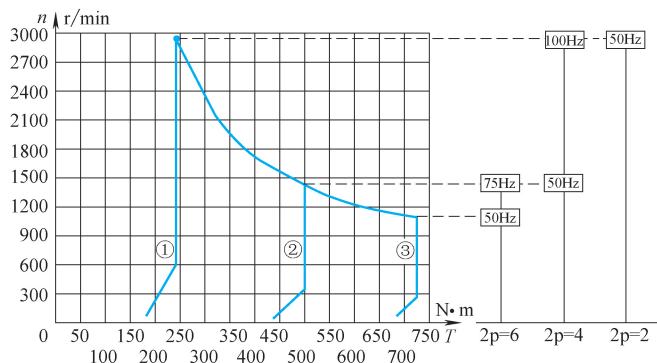


图 5-42 不同极数电动机的有效转矩线

6 极电动机在 75Hz 时的转速等于 4 极电动机的额定转速,而在此转速时,两者的有效转矩相等;

4 极电动机在 100Hz 时的转速等于 2 极电动机的额定转速,而在此转速时,两者的有效转矩也相等。

小小体会

1) 虽然在大多数情况下,基本频率以等于电动机的额定频率为宜,一般没有调节的必要,但也绝不是调节的禁区。只要充分了解电动机在调节基本频率后所呈现的特点,并掌握其规律,则适当地调节基本频率,常常能取得很好的运行效果。

2) 当电动机在额定转速以上运行时,其运行功率既不可能,也不允许超过其额定功率。具体体现就是,在额定转速以上的有效转矩线只有一条。

5.7 变频器的应用误区

讨论背景

时至今日,变频器的应用已经相当普及了,但许多用户在使用过程中,仍存

在着不少误区，主要是对一些基本规律不够熟悉。本文将首先从分析一个实例入手，就一些常见的误区进行分析。

5.7.1 甩掉减速器

5.7.1.1 想法与结果

1. 基本想法

有人说，既然变频可以调速，原来笨重的减速器是否可以甩掉了？例如，原来减速器的传动比 $\lambda=5$ ，去掉减速器后只需将电动机的工作频率下降为 10Hz 就可以了。

2. 运行结果

拖动系统纹丝不动，不能运行。

5.7.1.2 错误分析

上述想法是有失偏颇的。如图 5-43a 所示，电动机数据是： $P_{MN}=75\text{kW}$ ， $n_{MN}=1480\text{r/min}$ 。负载侧的数据是： $n_L=296\text{r/min}$ ， $T_L=2258\text{N}\cdot\text{m}$ 。

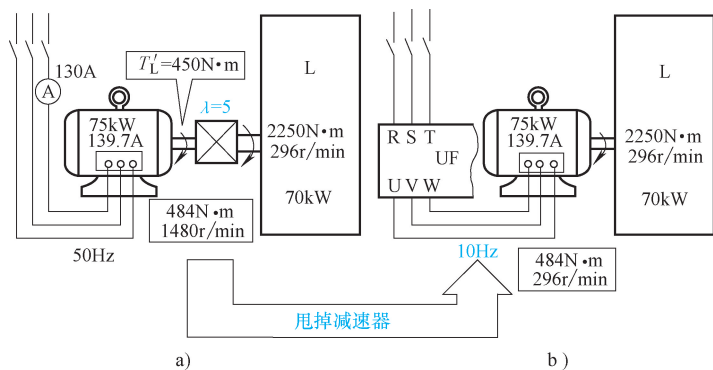


图 5-43 不要减速器

a) 有减速器时 b) 无减速器时

1. 从功率看

负载实际消耗的功率：

$$P_L = \frac{T_L n_L}{9550} = \frac{2258 \times 296}{9550} \text{ kW} = 70 \text{ kW} < P_{MN}$$

所以，在额定频率下运行时，是没有问题的。

但是，当电动机的工作频率下降为 10Hz（频率调节比为 $k_f=0.2$ ）时，忽略转差率的因素，其有效功率将减小为

$$P_{MEX} = k_f P_{MN} = 0.2 \times 75 \text{ kW} = 15 \text{ kW} \ll P_L$$

以 15kW 的电动机去带动 70kW 的负载，显然是带不动的。

2. 从转矩看

电动机额定转矩的大小计算如下：

$$T_{MN} = \frac{9550 P_{MN}}{n_{MN}} = \frac{9550 \times 75}{1480} \text{ N} \cdot \text{m} = 484 \text{ N} \cdot \text{m}$$

在有减速器的情况下，负载转矩折算到电动机轴上的折算值：

$$T'_L = \frac{T_L}{\lambda} = \frac{2258}{5} \text{ N} \cdot \text{m} = 452 \text{ N} \cdot \text{m} < T_{MN}$$

电动机能够带动负载运行。

当去掉减速器后，电动机将直接带动负载，显然：

$$T_{MN} = 484 \text{ N} \cdot \text{m} \ll T_L = 2258 \text{ N} \cdot \text{m}$$

可见，去掉减速器后，电动机是带不动负载的，如图 5-43b 所示。

5.7.2 提高工作频率

5.7.2.1 想法和结果

1. 基本想法

某厂的显示屏生产线，在工频运行时，传输带的线速度是 2m/min。希望使用变频器把工作频率提高到 $f_{X1} = 60\text{Hz}$ ($k_f = 1.2$)，使传输带的线速度提高到 2.4m/min，以提高劳动生产率。如图 5-44 所示。

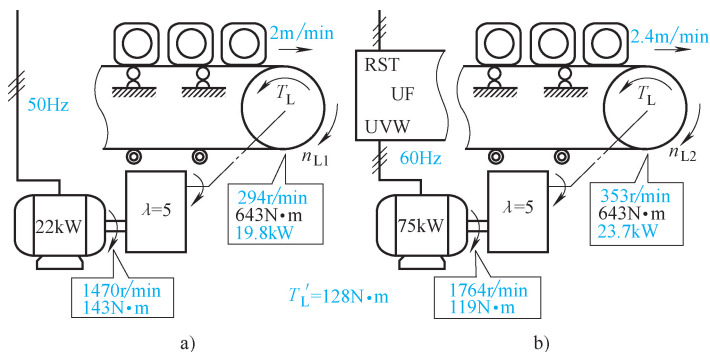


图 5-44 增加工作频率

a) 50Hz 运行 b) 60Hz 运行

电动机的额定数据是：22kW，1470r/min；负载转矩为 643N·m；传动机构的传动比为 $\lambda = 5$ 。

2. 运行结果

电动机发热严重，很快就冒烟了。

5.7.2.2 错误分析

1. 从功率看

当负载的转速提高为 353r/min 后, 它所消耗的功率将增大为

$$P_{L1} = \frac{T_{L1} n_{L1}}{9550} = \frac{643 \times 353}{9550} \text{ kW} = 23.7 \text{ kW} > P_{MN}$$

就是说, 提速后负载消耗的功率将超过电动机的额定功率, 电动机将过载。

2. 从转矩看

(1) 负载转矩的折算值

$$T'_L = T_L / \lambda = 643 / 5 \text{ N} \cdot \text{m} = 128.6 \text{ N} \cdot \text{m}$$

(2) 电动机的额定转矩

$$T_{MN} = \frac{9550 P_{MN}}{n_{MN}} = \frac{9550 \times 22}{1470} \text{ N} \cdot \text{m} = 143 \text{ N} \cdot \text{m} > T'_L$$

(3) 电动机的工作频率升高为 $f_{X1} = 60 \text{ Hz}$ 后, 其有效转矩将减小为

$$T_{ME} = \frac{T_{MN}}{k_f} = \frac{143}{1.2} \text{ N} \cdot \text{m} = 119 \text{ N} \cdot \text{m} < T'_L$$

所以, 当工作频率提升 60Hz 后, 电动机将过载。

5.7.3 四极代六极

5.7.3.1 想法与结果

1. 基本想法

某车床, 原用电动机数据: 75kW, 980r/min。因机座较大, 不便操作。故改用 75kW, 1480r/min 的电动机 (即 6 极改 4 极), 上限频率为 33Hz。

2. 运行结果

电动机通电后, 很快就冒烟了。

5.7.3.2 错误分析

1. 从转矩看

75kW, 980r/min 电动机的额定转矩是 $T_{MN1} = 731 \text{ N} \cdot \text{m}$, 而 75kW, 1480r/min 电动机的额定转矩是 $T_{MN2} = 484 \text{ N} \cdot \text{m}$, 只有原来的 66%。

2. 从功率看

当 75kW 电动机的运行频率为 33Hz ($k_f = 0.66$) 时, 其有效功率为

$$P_{MEX} = k_f P_{MN} = 0.66 \times 75 \text{ kW} = 49.5 \text{ kW} < 75 \text{ kW}$$

所以, 用同容量 4 极电动机取代 6 极电动机的做法是错误的, 如图 5-45 所示。

小小体会

采用变频调速改造原有拖动系统时, 一定要同时注意变频后, 电动机的功率和电磁转矩的变化, 才能了解拖动系统能否正常运行。

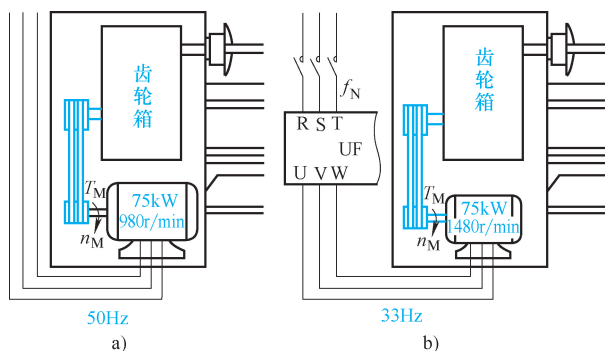


图 5-45 6 极电动机代替 4 极电动机

a) 4 极电动机 b) 6 极电动机

5.8 变频器用自制配件

讨论背景

变频器在应用过程中，常常需要附加一些配件。有的配件在市场上比较难买，有的虽能买到，但价格较贵。用户在购买变频器时，常并未考虑配件的问题，于是和销售者之间，发生争执的事情时有发生。我于是自行制作了一些常用配件，价廉而物美。今介绍如下。

5.8.1 测量器件

5.8.1.1 常用仪表测量变频器输出电压

1. 变频器输出电压的特点

变频器的输出电压是正弦脉宽调制后的系列脉冲，如图 5-46b 和 c 所示。特点是：

(1) 脉冲的幅值不变

变频器输出电压的有效值随频率而变，但所有脉冲的幅值不变，都等于直流电压：

$$U_M = U_D$$

式中 U_M ——电压脉冲的幅值，V；

U_D ——变频器内直流回路的电压，V。

(2) 输出电压的调节

输出电压的大小是通过改变脉冲的占

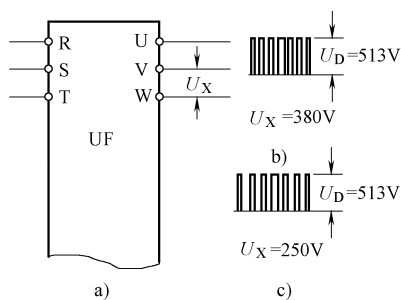


图 5-46 变频器的输出电压

a) 变频器的外接主电路 b) 380V 时的波形 c) 250V 时的波形

空比来进行调节的。

图 5-46b 所示, 是输出 380V 时的脉冲序列, 脉冲的振幅等于变频器内的直流电压 $U_D = 513V$; 脉冲的占空比较大。

图 5-46c 所示, 是输出 250V 时的脉冲序列, 脉冲的振幅仍等于 $U_D = 513V$; 但脉冲的占空比较小。

2. 常用仪表测量结果

工厂里常用的电压表主要是电磁式仪表或数字式仪表。用这两种电压表测量变频器的输出电压时, 读数都偏大。如图 5-47 所示, 分述如下:

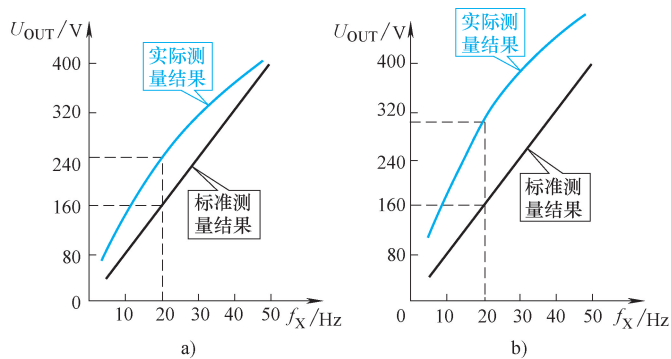


图 5-47 常用仪表测输出电压

a) 电磁式仪表测量结果 b) 数字式仪表测量结果

(1) 电磁式仪表

电磁式仪表的主要部件是作用于铁片的线圈。由于线圈的感抗要随变频器输出频率的降低而减小, 在相同的电压下, 线圈里的电流就增大, 故读数偏大。如图 5-47a 所示。

(2) 数字式仪表

数字式仪表是通过采样脉冲不时地对被测电压进行采样, 由于变频器输出电压的脉冲序列和仪表本身采样脉冲的频率不相吻合, 故测量结果的误差很大, 如图 5-47b 所示。

5.8.1.2 整流式仪表

1. 整流式电压表原理

整流式电压表的主体是磁电式仪表, 其结构和特点如下:

(1) 磁电式仪表的结构

其基本结构如图 5-48a 所示。图中, 1 是永久磁铁, 是固定的; 2 是铁心, 用于增强磁路的磁通; 3 是线圈, 与指针相联, 带动指针旋转, 4 是指针。

(2) 原理与特点

当线圈中通入与被测量成正比的电流后,将受到磁场的作用力而转动,并带动指针偏转,偏转角与线圈内电流的平均值成正比。磁电式仪表在进行测量时,有以下特点:

1) 只能测量直流电流和电压。当流经线圈的电流方向改变时,线圈的受力方向也将改变。因此,如果通入线圈的电流是交变电流的话,指针将不能偏转。所以,磁电式仪表是不能用来测量交流电压和电流的。

2) 测电压时必须串联附加电阻。由于磁电式仪表的偏转部分是线圈,故测量电压时,不能像电磁式仪表那样大量增加线圈的匝数。而必须依靠串联一个阻值很大的附加电阻 r_A 来减小取用电流。

(3) 整流式仪表及其功用

1) 仪表的构成。所谓整流式仪表,就是把交变电压经全波整流后再通入磁电式仪表,是用磁电式仪表来测量交流电的一种方式,如图 5-48b 所示。

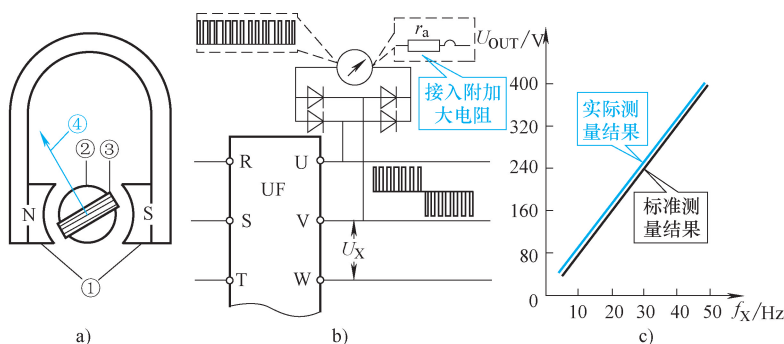


图 5-48 整流式仪表测电压

a) 磁电式仪表 b) 测量交流电压 c) 测量结果

2) 测量交流电压时的特点。如上所述,由于线圈的匝数不多,故电感量小。当用来测量交流电压时,因为串联了阻值很大的附加电阻 r_A ,故整个测量电路基本上呈纯电阻性质。所以,测量变频器的输出电压时,流入线圈的电流波形基本上和电压波形相同。利用这一特点,由整流式仪表来测量变频器的输出电压是比较准确的,其测量结果如图 5-48c 所示。由于变频器的输出电压中含有高次谐波成分,故测量结果与基波电压相比,略大一些。

2. 自制 SPWM 电压表

市场上不容易买到整流式电压表,但可以自制,方法如下:

1) 在市场上购买一个磁电式的低压直流电压表,量程不限,这是整流式仪表的基础。

2) 找一个阻值较大的电位器 RP (500k Ω 左右) 与电压表串联,开始时将 RP 调至最大值。

3) 用一个整流桥（击穿电压应 $\geq 1000\text{V}$ ），其交流输入侧接至变频器的输出端，直流输出侧接至电压表和电位器的串联电路，如图 5-49 所示。

4) 仪表的校准。磁电式仪表的读数是和电流的平均值成正比的，要得到有效值，须进行必要的校准。校准步骤如下：

① 变频器接通电源，将输出频率调至 50Hz。这时，变频器的输出电压应显示为 380V；

② 微微调节电位器 RP，使电压表的指针指最大量程处，则电压表的最大量程为 380V；

③ 测量电位器的阻值，用一个固定电阻取代电位器，并装入表内。

5.8.1.3 变频器运行参数的测量仪表

1. 变频器的模拟量输出端子

变频器的各项运行参数可以通过外接仪表来进行测量，为此，专门配置了为外接仪表提供测量信号的外接模拟量输出端子，如图 5-50a 所示。

变频器的外接模拟量输出端子通常有两个，用于测量频率和电流。但除此以外，还可以通过功能预置测量其他运行数据，如：输出电压、转矩、负载率、功率，以及 PID 控制时的目标值和反馈值等。

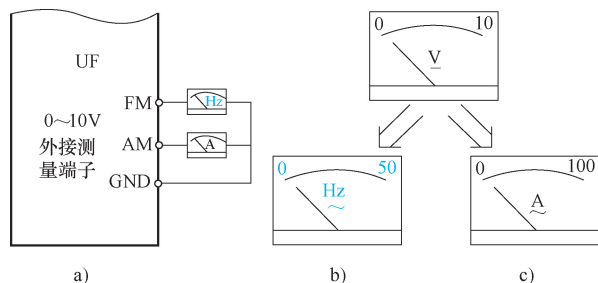


图 5-50 模拟量输出端子的应用示例

a) 模拟量输出的接法 b) 修改成频率表 c) 修改成电流表

2. 外接测量仪表的处理

变频器所提供的模拟量信号都是与被测参数成正比的低压直流电压或直流电流。不同变频器的模拟量输出信号也不一样，主要有 0~10V、0~20mA、0~1mA 等几种，必须注意说明书中的相关说明。

市场上只能买到低压的直流电压表或直流毫安表。因此，需要进行必要的技

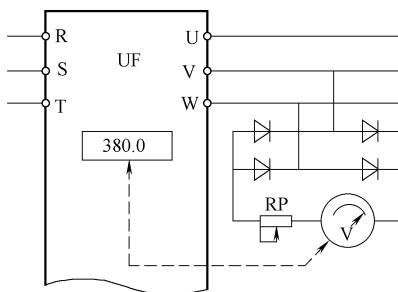


图 5-49 自制整流式电压表

术处理。

今以 0~10V 的电压表测量变频器的输出频率和输出电流为例,说明如下:假设变频器的最高频率预置为 0~50Hz,最大允许电流是 100A。则仪表刻度盘上 10V 的位置处,修改成 50Hz 或 100A 相对应,如图 5-50b 和图 5-50c 所示的处理就可以了。

以此类推,可以修改成任意需要测量的仪表就可以了。

5.8.2 自制制动电阻

5.8.2.1 用电热器件制作制动电阻

1. 制作要点

(1) 电压的匹配

由于电热器件的额定电压通常都是 220V 的,而变频器内直流回路的电压在正常情况下是 513V,而允许值可达 700V 或更高。所以,电热器件的基本单元必须由三个串联而成。

(2) 电阻值的匹配

制动电阻的电阻值常常是比较小的,经过串联后的电热器单元的电阻值要大得多,所以,还必须由若干个单元并联而成,如图 5-51 所示。

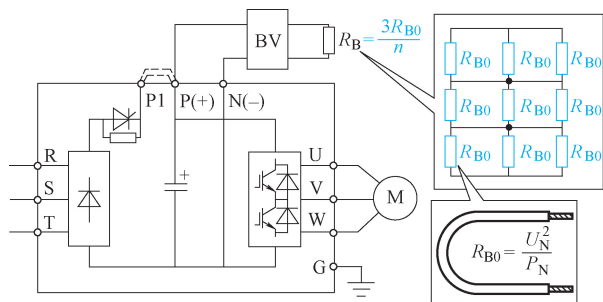


图 5-51 自制制动电阻

2. 优点

实践证明,这种方法有诸多好处:

- 1) 价格低廉;
- 2) 电热器件本身耐热性能较好,不易损坏;
- 3) 一个制动电阻通常由多个电热器件组成,万一损坏,也不会一起损坏,而只损坏其中的一两个,降低了维修成本。

3. 制动电阻的粗略算法

因为:

- 1) 在正常情况下,变频器内部的直流电压等于 513V 左右,而通常在 $U_D >$

700V 时才接通制动回路；

2) 三相交流异步电动机的额定电流约等于其千瓦数的 2 倍。

所以：

$$R_B = \frac{U_D}{I_B} = \frac{U_D}{K_B I_{MN}} = \frac{700}{2K_B |P_{MN}|} = \frac{350}{K_B |P_{MN}|} \quad (5-26)$$

式中 R_B ——制动电阻的电阻值, Ω ;

U_D ——变频器内直流回路的电压, V;

I_B ——制动电流, A;

I_{MN} ——电动机的额定电流, A;

K_B ——修正系数, 可在 0.5~1.5 的范围内取值, 根据所需制动转矩而定;

P_{MN} ——电动机的额定转矩, N·m。

4. 电热器件的电阻

根据电工基础知识：

$$R_{B0} = U_{N0}^2 / 1000P_{N0} \quad (5-27)$$

式中 R_{B0} ——每个电热器件的电阻, Ω ;

U_{N0} ——电热器件的额定电压, V;

P_{N0} ——电热器件的额定功率, kW。

电热器件的额定电压大多等于 220V, 代入式 (5-27)：

$$R_{B0} = 48.4 / P_{N0} \quad (5-28)$$

如前述, 自制制动电阻是由 3 个电热器件串联成基本单元, 又由 n 个基本单元并联而成。所以, 合成的电阻值是：

$$R_{BS} = \frac{3R_{B0}}{n} = \frac{3 \times 48.4}{n P_{N0}} = \frac{145.2}{n P_{N0}} \quad (5-29)$$

式中 R_{BS} ——电热器件的合成电阻, 也就是自制制动电阻的电阻值, Ω ;

n ——电热器件的并联支路数。

在实际工作中, 已知的是：电动机的额定功率和所购得的电热器件的额定功率, 要求的是所需要的并联支路数。由式 (5-28) 和式 (5-29), 令 $R_{BS} = R_B$, 则

$$\begin{aligned} \frac{145.2}{n P_{N0}} &= \frac{350}{K_B |P_{MN}|} \\ n &= \frac{145.2 K_B}{350} \times \frac{P_{MN}}{P_{N0}} = 0.4 K_B \times \frac{P_{MN}}{P_{N0}} \end{aligned} \quad (5-30)$$

5. 计算实例

例 1：一台 22kW 的异步电动机实现变频调速后需要接入制动电阻, 用户购得的电热器件是 220V、5kW 的。取 $K_B = 1$, 代入式 (5-30), 所需要的并联支路

数是:

$$n = 0.4 \times \frac{22}{5} = 1.76$$

取

$$n = 2$$

需购买 6 个电热器件, 如图 5-52a 所示。

例 2: 某龙门刨床的主电动机容量等于 55kW, 用户购得的电热器件是 220V、10kW 的。因刨台的惯性很大, 取 $K_B = 1.5$, 代入式 (5-30), 所需要的并联支路数是:

$$n = 0.4 \times 1.5 \times \frac{55}{10} = 3.3$$

取

$$n = 3$$

需购买 9 个电热器件, 如图 5-52b 所示。

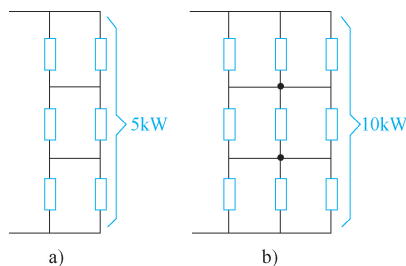


图 5-52 自制制动电阻实例

a) 例 1 的构成 b) 例 2 的构成

5.8.2.2 短时运行的制动电阻

1. 短时运行实例

以带式输煤机为例, 如图 5-53a 所示, 其运行特点是: 调节转速的次数很少, 在工作期间一般不停机。所以, 电动机处于再生制动状态的时间既少又短。

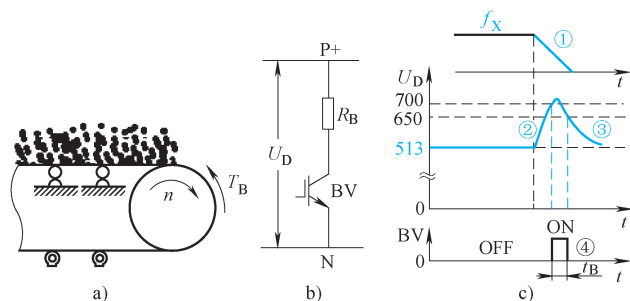


图 5-53 制动电阻短时运行实例

a) 带式输煤机 b) 制动电路 c) 制动电阻工况

当输煤机停机时, 变频器的工作频率下降, 如图 5-53c 中的曲线①所示。因为输煤机的惯性较大, 故电动机在减速过程中, 变频器的直流电压迅速上升, 如图中的曲线②所示。当直流电压超过上限值 700V 时, 制动单元 BV 导通, 电压下降, 如图 5-53c 中的曲线③所示。当电压下降到 650V 时, 制动单元截止, 制动电阻里的电流下降为 0A。制动单元在电压上升时的导通电压和下降时的截止电压之间存在着“回差” $(700V - 650V) = 50V$, 这是为了避免制动单元在 700V 上下来回振荡。

在图 5-53c 中, 制动电阻通电的时间如图中的曲线④所示, 可以看出, 通电

时间 t_B 是十分短暂的。

2. 短时运行的制动电阻

因为是短时运行，所以，即使制动电阻里的电流超过额定电流，但因为通电时间很短，所产生的热量不多，是允许的。因此，每一个支路中可以只串联两个电热器件，如图 5-54 所示，串联后的额定电压只有 440V，则：

式 (5-29) 应修正为

$$R_{BS} = \frac{2R_{B0}}{n} = \frac{2 \times 48.4}{n P_{N0}} = \frac{96.8}{n P_{N0}} \quad (5-31)$$

式 (5-30) 应修正为

$$n = \frac{96.8 K_B}{350} \times \frac{P_{MN}}{P_{N0}} = 0.3 K_B \times \frac{P_{MN}}{P_{N0}} \quad (5-32)$$

以上述的带式输煤机为例，电动机容量为 37kW，用户购得的电热器件是 220V、5kW，因带式输煤机的惯性较大，取 $K_B = 1.2$ ，代入式 (5-32)，得

$$n = 0.3 \times 1.2 \times \frac{37}{5} = 2.66$$

取

$$n = 3$$

5.8.3 自制制动单元

5.8.3.1 制动单元的框图

1. 制动单元的作用

制动单元 BV 的作用是当变频器内部的直流电压 U_D 超过限值 U_{DH} （通常为 700V）时，BV 导通，使滤波电容上过高的直流电压通过制动电阻放电，从而把直流电压限制在允许范围内，如图 5-55a 所示。

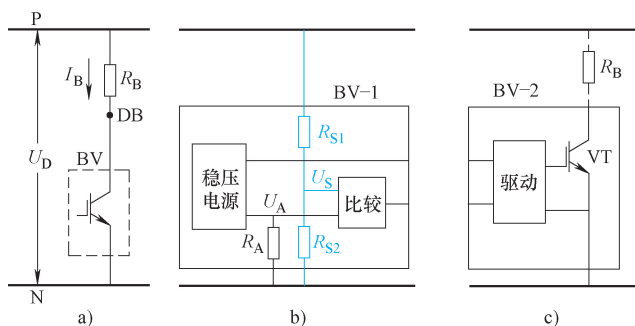


图 5-55 制动单元的框图

a) 制动单元示意图 b) 检测电路 c) 执行电路

2. 制动单元的构成

(1) 检测电路

其作用是检测直流电压是否超过上限值 U_{DH} (如 700V), 如图 5-55b 所示。

图中,

U_A 是基准电压, 就是和上限电压 U_{DH} 对应的电压: $U_A = K_U U_{DH}$ 。

U_S 是采样电压, 就是和实际的直流电压对应的电压: $U_S = K_U U_D$ 。

当直流电压超过上限值 ($U_D > U_{DH}$) 时, 有

$$U_S > U_A$$

经过比较电路比较后, 将输出高电位; 而当直流电压回复到上限值以下 ($U_D < U_{DH}$) 时, 有

$$U_S < U_A$$

经过比较电路比较后, 将输出低电位。

(2) 执行电路

执行电路主要由开关器件 VT 及其驱动电路构成, 如图 5-55c 所示。当比较电路输出高电位时, VT 导通, 直流电压 U_D 将通过制动电阻 R_B 放电, 使 U_D 迅速下降。

反之, 当比较电路输出低电位时, VT 截止, 直流电压停止放电, 使 U_D 停止下降。

5.8.3.2 执行电路的简化

1. 问题的核心

制动单元中, 价格最贵的是开关器件。于是, 进行简化所要解决的核心问题就是, 能否使用比较价廉的开关器件呢?

2. 方案 1—IGBT 的废物利用

变频器里的 IGBT 模块, 大多是双管模块。而有许多双管模块都只损坏一个 IGBT, 另一个是好的, 于是把并未损坏的半个 IGBT 模块利用起来, 作为制动单元的开关器件, 如图 5-56a 所示。

3. 方案 2—用接触器代替

将三相交流接触器的三对触点串联起来作为代替 IGBT 的开关器件, 如图 5-56b 所示。

之所以要把三个触点串联起来, 有两个方面的原因:

(1) 从耐压考虑

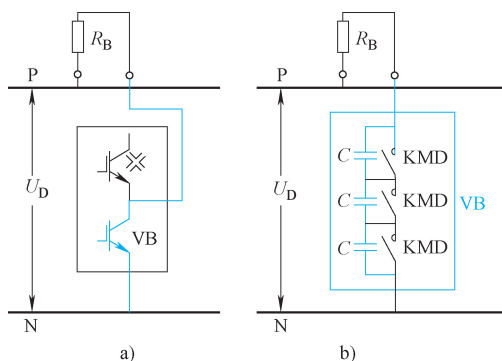


图 5-56 用接触器做制动单元的开关器件

a) 利用半个模块 b) 用接触器代替

用于 380V 电路里的交流接触器主触点的额定电压，通常是 500V，而变频器里直流回路的电压可以高达 700V，所以必须把三对触点串联。

(2) 从灭弧考虑

这三个接触器触点是在直流电路里工作的，交流接触器和直流接触器的重要区别之一，就是灭弧系统很不一样，交流接触器的灭弧功能要简单得多，用三对触点串联，三个地方同时断开，有利于灭弧，如图 5-56b 所示。

但实践表明，接触器触点在断开时的火花仍较大，容易损坏。所以在每对触点旁都并联一个电容器，如图 5-56b 所示。原理如下：

接触器的触点在闭合状态时，各电容器两端的电压都等于 0V。所以，当触点断开后，由于电容器要充电，触点两端的电压是逐渐增大的。实践结果表明证明，火花会减小很多。

(3) 电容器的选择

容量： $1 \sim 2\mu\text{F}$ ；

耐压：500~1000V。

5.8.3.3 检测电路的简化

1. 简化目的

图 5-55 中的检测电路存在两个问题：

(1) 采样困难

因为 IGBT 驱动电路所需电压，通常在直流 24V 以下，而被测电压是变频器里的直流电压 U_D ，其变化范围高达 500~800V。要在 U_D 中取出低于 24V 的采样电压，非但精度不高，也涉及高、低压之间的隔离等问题。

(2) 故障率偏高

在实际工作中，制动单元发生故障的情况时有发生。一旦发生故障，常不能迅速修复，影响生产。

2. 简化方法

在生产机械减速过程中或重物下降过程中，直接接通执行器件，具体方法如图 5-57 所示。

(1) 起重机械

由控制吊钩下行接触器的辅助触点或通过中间继电器 KA 来进行控制。使吊钩在每次向下运行时，令 VB 导通，制动回路就处于放电状态。

(2) 停机控制

由停机按钮通过中间继电器 KA 来进行控制。使生产机械在每次停机时，使 VB 导通，制动回路就处于放电状态。

(3) 减速控制

从变频器的多功能输出端子中任取一个，将功能预置为“减速中”，则每当

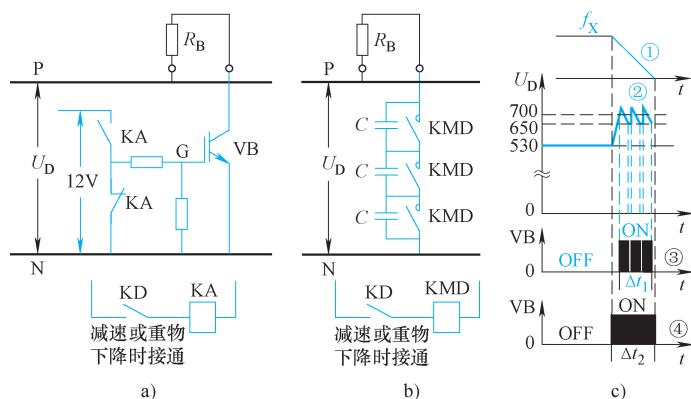


图 5-57 制动单元的简化控制

a) IGBT 的控制 b) 接触器的控制 c) 和制动单元的比较

变频器的输出频率下降时，中间继电器就得电，制动回路就处于放电状态。

3. 简化前后的比较

假设变频器的频率下降过程如图 5-57c 中的曲线①所示，经制动单元控制后，直流电压的变化如曲线②所示，制动电阻通电的状态如曲线③所示。而简化控制后，制动电阻通电的状态如曲线④所示。

比较曲线③和曲线④可知，简化后制动电阻的通电时间略长于简化前。严格地说，会多消耗些功率的。但变频器的减速时间总共也只有几秒钟，所增加的损耗功率微乎其微，是可以忽略不计的。

小小体会

在实际工作中，常常会逼迫你去思考一些临时措施，而事后思考下来，觉得居然也是一种可行的方法。例如，有一次的半夜两点钟，陕西的一位技术员打电话来，说厂里提升机用变频器的制动单元坏了，而提升机一旦停下来，全厂的生产将陷入瘫痪。我略加思索，就告诉他按图 5-57b 所示的方法试试看，结果很快解决了问题。后来想想，这种方法应该是可以推广的。

5.9 变频器的 PID 功能浅说

撰写背景

有读者反映，关于 PID 调节的概念，总觉得比较深奥，一般的工人师傅难以理解。能不能讲解得让技校毕业的电工师傅们也能看得懂？我根据自己的实践

经验，尝试着如下的讲解。

5.9.1 基本概念

5.9.1.1 闭环控制的目的

以空气压缩机的为例，要求储气罐里的空气压力保持恒定，称为恒压控制。

闭环控制的目的，就是要实现恒压控制。

5.9.1.2 闭环控制运行特点

假设所要求的压力是 P_T ，称为目标值；而实际测出的压力是 P_F ，称为反馈值。则

1. $P_F < P_T$

说明储气罐里的空气压力不足，电动机应加速，使压缩机产生更多的压缩空气，直到 $P_F = P_T$ 时为止，如图 5-58a 所示。

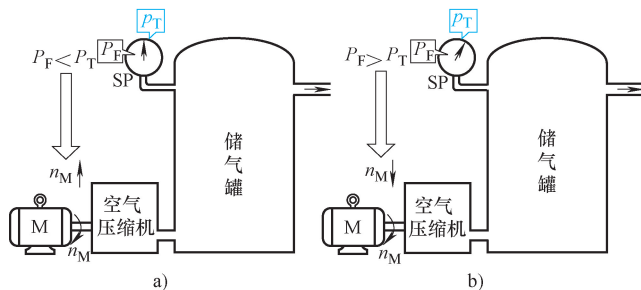


图 5-58 恒压供气实例

a) 气压偏小 b) 气压偏大

2. $P_F > P_T$

说明储气罐里的空气压力过高，电动机应减速，减少压缩机产生的压缩空气，直到 $P_F = P_T$ 时为止，如图 5-58b 所示。

5.9.2 PID 的直观演示

5.9.2.1 信号的转换与输入

1. 信号的转换

在实施闭环控制时，需把上述的目标值和反馈值都转换成电信号（电压或电流），以便在两者之间进行比较。与目标值成正比的电信号用 X_T 表示，与反馈值成正比的电信号用 X_F 表示。

2. 信号的输入

变频器通常都有两个以上的模拟量输入端，可以规定其中之一输入目标信号 X_T ，如图 5-59 中之 VRF 端子，目标信号的大小由电位器 RP_1 调定；另一个输入

端输入反馈信号 X_F ，如图 5-59 中之 VPF 端子，反馈信号的大小由电位器 RP_2 模拟。

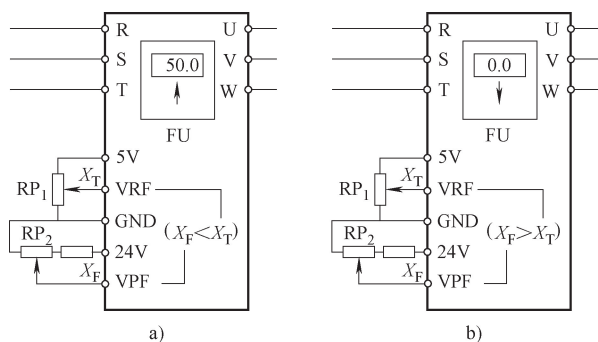


图 5-59 模拟的变频器闭环控制

a) $X_F < X_T$ b) $X_F > X_T$

5.9.2.2 变频拖动系统的运行特点

1. 输出频率变化的依据

当变频器的 PID 功能有效时，其输出频率的变化将取决于 X_F 和 X_T 的差值，称为静差：

$$\Delta X = X_T - X_F \quad (5-33)$$

式中 X_T ——目标信号；

X_F ——反馈信号；

ΔX —— X_F 和 X_T 的静差。

2. 运行特点

(1) $\Delta X > 0$ ($X_F < X_T$)

说明储气罐里的空气压力不足，变频器的输出频率将上升， X_F 也必上升，静差减小，当 $X_F = X_T$ 时，输出频率将不再上升。但因为是用电位器模拟反馈量的，所以 X_F 并不能随频率的上升而改变，于是输出频率一直上升到最高频率为止。

(2) $\Delta X < 0$ ($X_F > X_T$)

说明储气罐里的空气压力太高，变频器的输出频率将下降，静差减小，当 $X_F = X_T$ 时，输出频率将不再下降。因为反馈量并不改变，输出频率将一直到下降到 0Hz 为止。

5.9.2.3 “P”（比例增益）的作用

P 的大小是可以任意设定的，其作用可观察如下：

1. 令 $P = 1$

当 ΔX 十分微小时，变频器的输出频率将变化得十分缓慢，甚至不变化；

2. 令 $P=100$

即使 ΔX 十分微小，变频器的输出频率也将变化得十分迅速。

结论： P 的大小将决定变频器输出频率变化的快慢，它反映了对消除静差的灵敏度。

5.9.2.4 “I”（积分时间）的作用

1. 比例增益存在的问题

作为一个拖动系统，变频器的输出频率变化时，将改变电动机的转速，最终使被控量（如图 5-58 中之压缩空气）得到调整。而在改变电动机转速，以及调整被控量的过程中，都存在着系统的惯性。所以，当变频器的输出频率迅速变化时，电动机转速的改变和压缩空气的压力变化都会有较大的滞后。及至电动机的转速和压缩空气的压力都调整过来时，变频器的输出频率早已远远地超过了和 ΔX 对应的变化，称为超调。如上升和下降反复超调，将形成振荡。

2. 加入 “I”

令 $I=5s$ ，则变频器输出频率的变化速度将减缓；

令 $I=10s$ ，则变频器输出频率的变化速度将进一步减缓。

总之，加入积分时间之后，可以延缓变频器输出频率的变化速度，从而可以防止振荡。

5.9.2.5 “D”（微分时间）的作用

1. “PI” 存在的问题

有时候，加大了 “I” 后，拖动系统的响应速度可能太慢，而减小 “I” 后，又容易引起振荡，这时，可求助于微分时间 “D”。

2. 加入 “D”

例如，令 $D=2s$ ，则在 $2s$ 时间内，变频器输出频率的变化速度较快， $2s$ 之后，又恢复到原来的变化速度。有人形象地比喻为好像被推了一把似地。

5.9.3 需要预置的功能

5.9.3.1 闭环控制功能有效

当变频器预置为“闭环控制有效”时，变频器将发生以下变化：

1. 输入信号的通道

原来的“频率给定”端（如图 5-60 中的 VRF 端）输入的不再是给定频率的信号了，而是目标信号了；

原来的“辅助频率给定”端（如图 5-60 中的 VPF 端）则输入反馈信号。

2. 显示屏的数据

当“闭环控制有效”时，显示屏上不再显示各种物理量的数值，而显示百分数。因为目标信号和反馈信号可能是不相同的物理量。两者都用百分数，便于

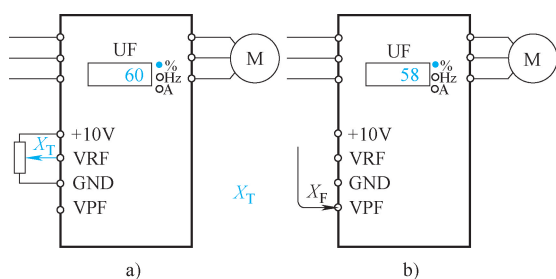


图 5-60 输入信号的通道

a) 目标信号通道 b) 反馈信号通道

比较。

3. 加、减速时间

“闭环控制有效”后，原来预置的加速时间和减速时间都失效。频率升降的快慢，完全由 PID 功能来决定。

5.9.3.2 反馈的性质

1. 负反馈

以图 5-61a 所示的空气压缩机为例，当实际压力小于目标压力时，即

$$X_F < X_T$$

时，要求变频器的输出频率上升，即

$$X_F < X_T \rightarrow f_X \uparrow$$

这种情况称为负反馈。

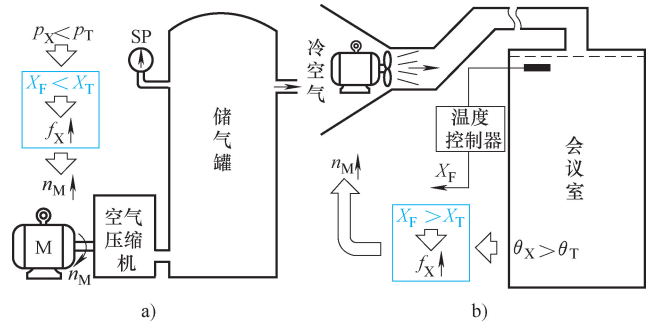


图 5-61 反馈的逻辑

a) 负反馈 b) 正反馈

2. 正反馈

图 5-61b 所示，是会议室温度控制的例子。该会议室是用风机吹入冷空气来降温的，风机采用变频调速。当会议室的实际温度高于目标温度时，即

$$X_F > X_T$$

时,要求变频器的输出频率上升,即

$$X_F > X_T \rightarrow f_X \uparrow$$

这种情况称为正反馈。

5.9.4 闭环控制的接线与调试

5.9.4.1 闭环控制的接线

仍以空气压缩机的恒压控制为例,其压力变送器有两种类型,它们的接法如下:

1. 远传压力表

远传压力表内部有一个电位器。电位器的滑动端与压力表的指针相连,如图 5-62 所示。电位器的阻值大多是 400Ω ,两个固定端可以直接和目标值给定电位器的固定端并联,滑动端输出的就是与实际压力成正比的反馈信号,接到变频器的反馈量输入端。这里的反馈信号是电压信号。

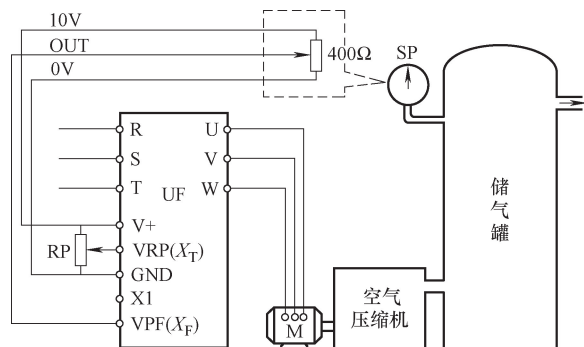


图 5-62 远传压力表的接法

远传压力表比较价廉,用户也较容易掌握。但内部电位器容易磨损,使用寿命较短。

2 压力变送器

压力变送器的输出信号大多是电流信号,其接线如图 5-63 上部所示,红线接直流电源的“+”端,所需电源通常是直流 24V,变频器一般都为用户提供 +24V 的直流电源,如图 5-63 所示。

压力变送器的黑线与电源 0V 之间,串联到电流信号的接收电路。具体到变频器,则黑线接到反馈信号通道,接收电路在变频器内部。这时,反馈信号通道应预置为接收电流信号。

5.9.4.2 闭环控制的调试

1. 运行前的调试

第一步,把比例增益 P 预置到最小,而把积分时间 I 预置到约 20~30s 左右。

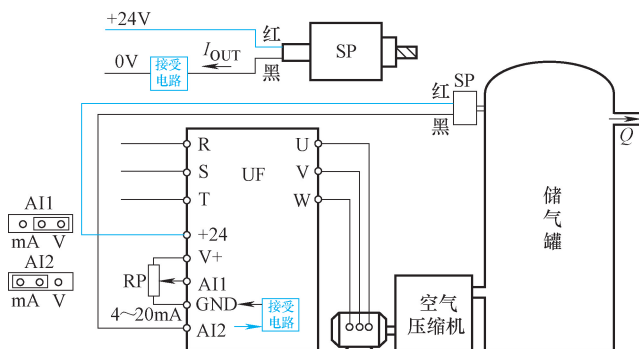


图 5-63 压力变送器的接法

第二步，逐渐加大 P ，一直到系统发生振荡，然后取其半。

第三步，逐渐减小 I ，一直到系统发生振荡，然后增加 50%。

2. 运行中的调试

如果发现有轻微振荡，则略减小一点 P ，或增加一点 I 。

如果希望在用气量改变后压力恢复得快一些，则略增大一点 P ，或减小一点 I 。

第6章 变频改造补遗

20 世纪 90 年代, 我开始承接变频调速的工程项目。其中大部分都已经在多本拙作中做了介绍, 这里似无重复的必要。有少部分并未在书中介绍过, 也有项目的某些内容似有更加深入地进行介绍的价值。凡此种种, 都补充在本章中, 故称之为补遗。

6.1 浆纱机十二单元同步控制

6.1.1 浆纱机概况

陕西某纺织厂的一台浆纱机, 有 12 个单元, 要求各单元同步运行。原拖动系统是靠皮带在锥形带轮上的位置来进行微调的, 不但费力, 且精度差, 不够稳定, 产品的质量档次较低。故要求改用变频调速来实现同步控制。

6.1.1.1 拖动系统的构成

以 4 个单元为例, 如图 6-1 所示, 各单元分别由电动机 M_1 、 M_2 、 M_3 和 M_4 拖动。第一单元是主令单元, 整台机器的运行速度由主令单元进行控制。

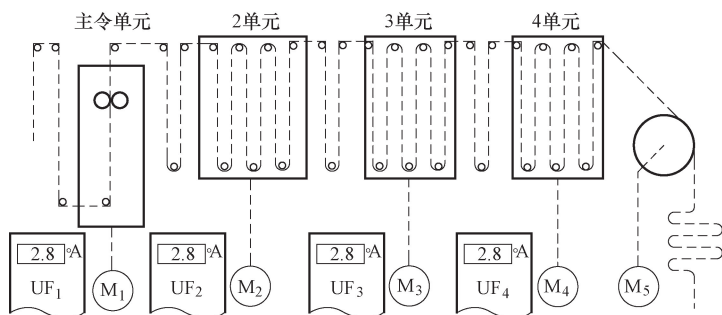


图 6-1 浆纱机的构成

6.1.1.2 用户的要求

1. 统调

各单元需同时加速和同时减速, 加速与减速由主令单元控制。

2. 单元微调

虽然进行了统调, 但由于各单元的负载轻重不可能完全一致, 电动机的机械特性也会有所差异。所以, 各单元纱的松、紧程度会有差别, 需要进行人工调

整,称为微调。

6.1.2 变频改造要点

6.1.2.1 变频器的接线

每台电动机分别由各自的变频器进行控制,如图 6-2a 所示。特点是:

1. 起动

各变频器的正转控制端(FWD)都直接与公共端(COM)接通,电动机都采用“上电起动”方式,即,变频器一接上电源,电动机就正转起动。

2. 加速与减速

各变频器多功能输入端的 X_1 端预置为升速(UP)功能,由继电器 KA_1 控制; X_2 端预置为减速(DOWN)功能,由继电器 KA_2 控制。

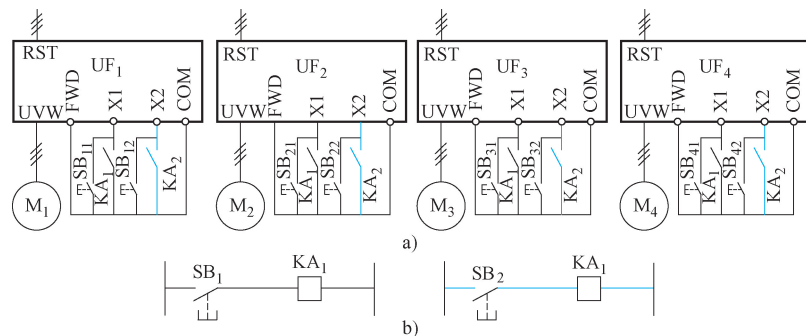


图 6-2 变频改造主电路

a) 变频器的接线 b) 统调电路

6.1.2.2 转速的统调与微调

1. 统调

如图 6-2b 所示,按下 SB_1 , KA_1 得电,各变频器的 X_1 端都接通,频率同时上升,各单元同时加速,松开 SB_1 ,各单元停止加速;

按下 SB_2 , KA_2 得电,各变频器的 X_2 端都接通,频率同时下降,各单元同时减速,松开 SB_2 ,各单元停止减速。

2. 微调

各变频器的加速端都有按钮开关与之相接,可进行加速微调;

各变频器的减速端也都有按钮开关与之相接,可进行减速微调。

6.1.3 调试与效果

6.1.3.1 调试要点

1. 起动存在问题

在运行前的“穿纱”过程中，由于是人工逐台穿行的，因而负荷较重，电动机不易起动。

2. 采取措施：

- 1) 加大“转矩提升”量；
- 2) 将起动频率预置为 10Hz，使起动时有一点冲击力。

6.1.3.2 运行效果

(1) 微调方便

改造前，微调是通过改变皮带在锥形带轮上的位置来实现的，不但劳动强度大，并且很难一次到位；改造后，从动单元的微调十分轻松且方便。

(2) 提高精度

改造前，操作工是依靠手的感觉来决定是否需要微调的，精度较差；改造后，可以根据各单元的电流大小来进行微调，大大提高了调节精度，产品质量提高了两个档次。

6.2 饮料灌装输送带的变频改造

6.2.1 概述

6.2.1.1 主要特点

1. 运行方式

属于间歇输送式，输送带在工作时，运行和停止不断地交替。每隔一段时间，所有工件同时向下一个工位移动。运行的时间和停止的时间都是一定的。

2. 负载性质

在传输过程中，负载阻转矩的大小不变，属于恒转矩负载。

3. 主要工位

有：灌装、加盖、贴标签等，如图 6-3 所示。

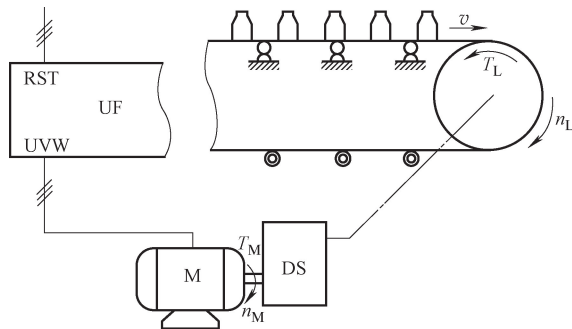


图 6-3 饮料灌装输送带的基本构造

6.2.1.2 电动机特点

1. 主要数据

额定容量 $P_{MN} = 5.5\text{kW}$ ，额定转速 $n_{MN} = 960\text{r/min}$ 。

2. 类型及工作特点

由于要求输送带在转换工位时必须准确停住，不允许出现滑动。因此，采用 YEJ 系列电磁制动电动机，其基本电路和工作特点如图 6-4 所示。

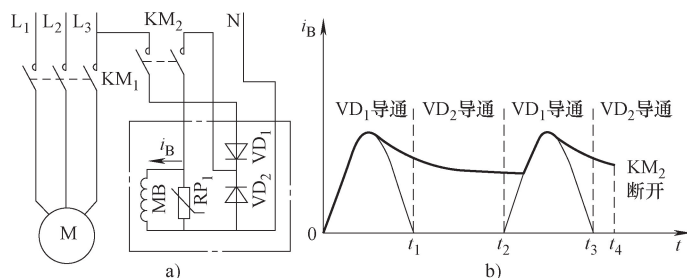


图 6-4 电磁制动电动机

a) 电动机的电路 b) 线圈电流

电磁制动电动机的电路是在内部已经接好了的，如图 6-4a 所示。

因为电磁铁的绕组 MB 是一个大电感，当电源电压为正半周时，电源通过 VD_1 向线圈 MB 提供电流，当电源电压为负半周时，电源不再提供电流，而是由线圈的自感电动势使电流通过 VD_2 继续流动， VD_2 称为续流二极管。 RP_1 是压敏电阻，是防止在续流二极管电路一旦发生接触不良等故障时，用于保护线圈的。

线圈电流的波形如图 6-4b 所示。

6.2.2 变频改造要点

6.2.2.1 变频器的选择

1. 变频器的容量

因饮料灌装输送带不大会有严重过载的情形，因此，可选与 5.5kW 电动机相配的变频器： $S_N = 8.5\text{kVA}$ ， $I_N = 14.2\text{A}$ 。用户选购了艾默生公司的 TD3000 系列变频器。

2. 变频器的型号

由于饮料灌装输送带在起动时，静摩擦力较大，需要较大的起动转矩。因此，以选用具有无反馈矢量控制方式的变频器为宜。

又由于在运行过程中负载变化和调速范围均不大，即使是只有 V/F 控制方式的通用型变频器也可选用。

6.2.2.2 变频器与制动器的配合

1. 制动器的电源

制动器在出厂时是和电动机共电源的。但变频器的输出电压是随频率而变的，所以，原来的制动器和电动机共电源的连接线不能再用，必须通过单独的接触器与电源相接，如图 6-6 所示。

2. 电动机的起动和停止

(1) 起动

电动机起动时，首先要使制动器通电，把抱闸松开。在抱闸刚松开的瞬间，传动轴常有转动，引起传输带的蠕动，影响定位精度。为此，需预置“起动前的直流制动”，以保证传输带在原位开始移动。制动器的松开时间一般在 0.6s 以内，故起动前直流制动的时间可预置为 1s，如图 6-5 中之 t_1 所示。直流制动结束时，电动机将从起动频率 f_S 开始起动，并加速至工作频率 f_{X1} 。

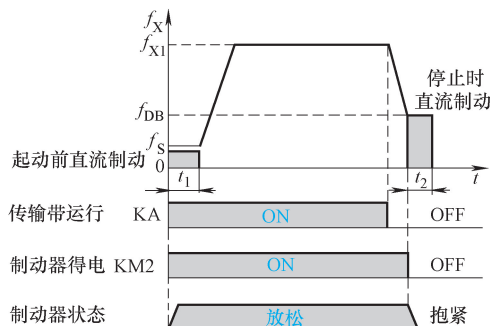


图 6-5 电动机起动与停止的时序

(2) 停机

停机时，由于制动器的抱闸松开需要时间，故也应该预置直流制动功能。直流制动的起始频率 f_{DB} 可预置为 15Hz，持续时间也预置为 1s，如图 6-5 中之 t_2 所示。

6.2.2.3 控制电路

如图 6-6 所示：

1. 变频器的通电

由按钮开关 SB_1 、 SB_2 通过接触器 KM 而进行控制。

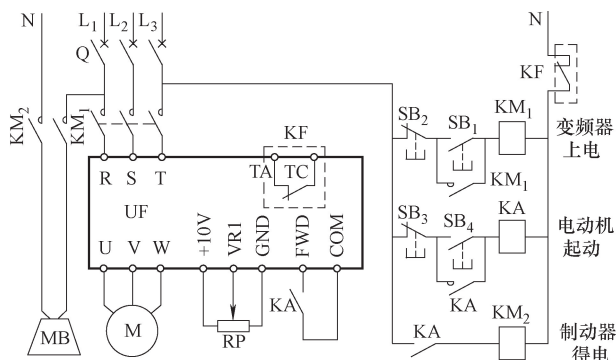


图 6-6 电磁制动电动机的变频控制电路

2. 制动器的通电

制动器的通电必须和电动机起动相配合,就是说,如果电动机不起动,制动器就不能通电。

3. 电动机起动

电动机起动由继电器 KA 接通变频器的 FWD 端子来控制。变频器在得到起动指令后,首先执行起动前的直流制动。

与此同时, KM_2 得电,制动器开始松开。由于制动器的松开过程是在电动机尚未旋转的过程中进行的,不存在摩擦片的磨损问题,延长了制动器的寿命。

4. 转速调节

通过电位器 RP 进行无级调速。

5. 电动机停止

按下 SB_3 , KA 失电,一方面,变频器的输出频率下降至 f_{DB} 后开始直流制动;另一方面, KM_2 失电,制动器失电,开始抱紧。

6.2.2.4 主要元器件的选择

1. 空气断路器 Q

空气断路器的额定电流应按变频器额定电流的 (1.3~1.4) 倍选择:

$$I_{QN} \geq (1.3 \sim 1.4) \times 14.2A = 18.46 \sim 19.88A$$

选 $I_{QN} = 20A$

2. 接触器 KM

$$I_{KN} \geq 14.2A$$

选 $I_{KN} = 20A$

3. 调速电位器

选 10kΩ/1W 的多圈电位器。

6.2.2.5 变频器主要功能预置 (与出厂设定相同者不再预置)

1. 控制方式

F0.02=0—选择无反馈矢量控制方式;

F0.03=5—选择模拟给定方式;

F0.05=1—选择由输入控制端子进行控制。

2. 输入电动机的铭牌数据

F1.01=5.5—电动机额定功率为 5.5kW;

F1.03=380—电动机额定电压为 380V;

F1.04=12.6—电动机额定电流为 12.6A;

F1.05=960—电动机额定转速为 960r/min。

3. 预置电动机的自动测试功能

F1.09=1—允许自动测试 (说明书中为“自动调谐”);

F1.10=1—选择通过 RUN（运行）键进行自动测试的功能。

4. 升、降速功能

F2.05=1—选择 S 形升、降速方式，这是为了减缓在升、降速过程中加速度的变化，以防止玻璃瓶倒下；

F0.10=5.0—升速时间选择 5s；

F0.11=5.0—降速时间选择 5s。

5. 程序控制功能

F8.00=2—选择连续循环方式；

F2.24=45.00—第 1 档工作频率为 45Hz；

F2.02=0—正方向旋转；

F8.03=20—工位转换时间为 20s；

F2.25=10.00—第 2 档工作频率为 10Hz；

F8.04=0—正方向旋转，升速时间的预置如上所述；

F2.26=0.00—第 3 档工作频率为 0Hz；

F8.06=0—正方向旋转，升速时间的预置如上所述；

F8.07=30—停机加工时间为 30s。

6.3 车床的变频改造

6.3.1 普通车床的大致构造与负载性质

6.3.1.1 大致构造

如图 6-7 所示，主要部件有：

1. 头架

用于固定工件并带动工件旋转。内藏齿轮箱，是主要的传动机构之一。

2. 尾架

用于顶住较长的工件，是固定工件用的辅助部件。

3. 刀架

用于固定车刀。

4. 床身

用于安置所有部件。

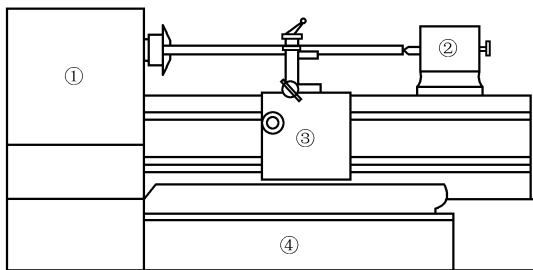


图 6-7 普通车床的外形

6.3.1.2 拖动系统

普通车床的拖动系统主要包括以下两种运动：

1. 主运动

工件的旋转运动为普通车床的主运动,带动工件旋转的拖动系统为主拖动系统。主拖动系统由主电动机、皮带和带轮以及头架中的齿轮箱构成,如图 6-8a 所示。转速的调节是通过改变头架上手柄⑤的位置,从而改变齿轮箱内的齿轮组合来进行的。工件旋转方向的改变也是通过机械手段来实现的。因此,电动机的控制电路十分简单,如图 6-8b 所示。

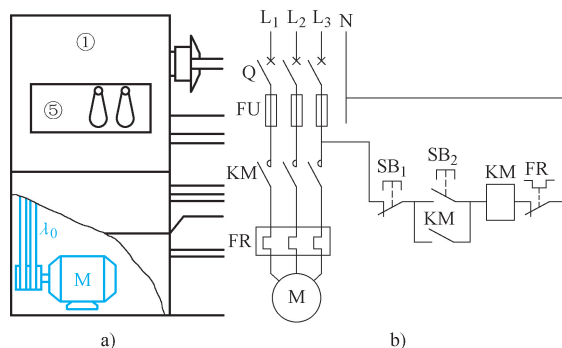


图 6-8 车床的原拖动系统

a) 拖动系统的结构 b) 基本控制电路

2. 进给运动

主要是刀架的移动。由于在车削螺纹时,刀架的移动速度必须和工件的旋转速度严格配合,故中小型车床的进给运动通常由主电动机经进给传动链而拖动的,并无独立的进给拖动系统。

6.3.1.3 主拖动系统的阻转矩

阻转矩的构成:

主拖动系统的负载转矩就是工件在切削过程中形成的阻转矩。理论上说,切削功率用于切削的剥落和变形。故切削力正比于被切削工件的材料性质和切削面积,切削面积由切削深度和走刀量决定。而切削转矩则取决于切削力和工件回转半径的乘积,如图 6-9a 所示。

$$T_L = Fr \quad (6-1)$$

式中 F ——切削力, N;

r ——工件的半径, m。

切削力的大小与下列因素有关:

- 1) 切削深度;
- 2) 进刀量;

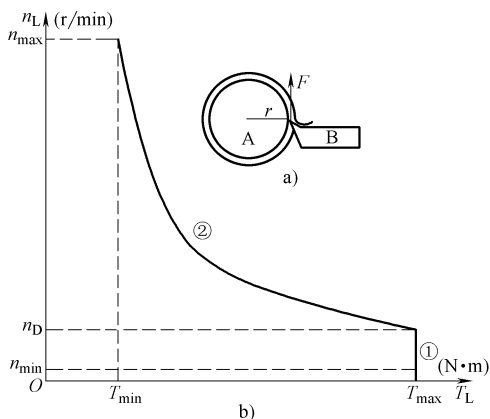


图 6-9 车床的机械特性

a) 阻转矩的构成 b) 机械特性

3) 工件的材质与直径等。

6.3.1.4 主拖动系统的机械特性

1. 低速段

由于允许的最大进刀量以及工件的最大直径都是相同的，故负载转矩也相同，属于恒转矩性质，机械特性如图 6-9b 中之线段①所示。

2. 高速段

转速升高后，由于受刀具强度以及床身机械强度和振动等的影响，继续保持较大的切削转矩将可能损坏刀具和床身。因此，速度越高，允许的最大进刀量越小，但切削功率则保持不变，其机械特性具有恒功率性质，如图 6-9b 中之曲线②所示。

3. 计算转速

恒转矩区和恒功率区的分界转速，称为计算转速，用 n_D 表示。关于计算转速大小的规定大致如下：

一般规定：从最低速起，以全部级数的三分之一的最高速作为计算转速。

例如，CA6140 型普通车床主轴的转速共分 24 级： n_1 、 n_2 、 n_3 、……、 n_{24} ，则从最低速算起的第八档转速（ n_8 ）为计算转速。

但随着刀具材质和床身强度的提高，近年来，计算转速正在逐渐提高，据有关资料介绍，较为先进的车床，其计算转速已经可以达到最高转速的（1/4）了：

$$n_D \approx n_{\max}/4 \quad (6-2)$$

式中 n_D ——车床的计算转速，r/min；

$n_{\max}$ ——车床的最高转速，r/min。

并正在逐渐地向最高转速的（1/2）靠拢。

6.3.2 变频调速的改造实例

某厂的意大利产 SAG 型精密车床，调速时，齿轮的组合（转速换档）是通过四个电磁离合器的状态来改变的。由于电磁离合器的损坏率较高，国内无配件，进口件又十分昂贵，故考虑改用变频调速。具体情况如下：

6.3.2.1 原拖动系统概况

1. 转速档数

主运动原有八档转速：75、120、200、300、500、800、1200、2000r/min。

2. 电动机的主要额定数据

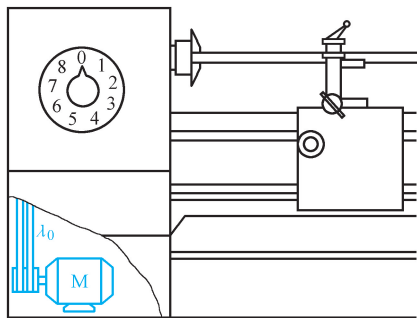


图 6-10 车床的原拖动方式

(1) 额定容量

$$P_{\text{MN}} = 2.2 \text{ kW}$$

(2) 额定电压与电流

$$U_{\text{N}} = 380 \text{ V}, I_{\text{MN}} = 4.8 \text{ A}$$

(3) 额定转速

$$n_{\text{MN}} = 1440 \text{ r/min}$$

(4) 过载能力

$$\gamma = 2.5$$

3. 调速方式

由手柄的八个位置来控制四个电磁离合器的分与合, 得到齿轮的八种组合, 从而得到八档转速。

6.3.2.2 主要计算数据

1. 负载侧数据

(1) 调速范围

$$\alpha_{\text{n}} = \frac{n_{\text{max}}}{n_{\text{min}}} = \frac{2000}{75} = 26.6 \approx 27$$

式中 α_{n} ——车床的调速范围;

n_{max} ——车床的最高转速, r/min;

n_{min} ——车床的最低转速, r/min。

(2) 计算转速

根据机械工程师提供的数据, 计算转速为

$$n_{\text{D}} = 300 \text{ r/min}$$

具体地说, 则: $n_{\text{L}} \leq 300 \text{ r/min}$ 时为恒转矩调速; $n_{\text{L}} \geq 300 \text{ r/min}$ 时为恒功率调速。

(3) 负载功率

考虑到设计者在选择电动机时通常都留有余量, 故负载功率可按略小于电动机容量来计算, 今假设:

$$P_{\text{L}} = 2 \text{ kW}$$

(4) 各档转速下的负载转矩

当 $n_{\text{L}} \geq 300 \text{ r/min}$ 时, 负载转矩按下式计算:

$$T_{\text{L}} = \frac{9550 P_{\text{L}}}{n_{\text{L}}} \quad (6-3)$$

式中 T_{L} ——负载的阻转矩, N·m;

P_{L} ——负载的功率, kW;

n_{L} ——负载的转速, r/min。

当 $n_L \leq 300 \text{ r/min}$ 时, 因为属于恒转矩性质, 故负载转矩均与 $n_L = 300 \text{ r/min}$ 时相同。

计算所得负载转矩见表 6-1 所示。

表 6-1 各档转速下的负载转矩

档次	1	2	3	4	5	6	7	8
转速/(r/min)	75	120	200	300	500	800	1200	2000
转矩/(N·m)	63.7	63.7	63.7	63.7	38.2	23.9	15.9	9.55

2. 电动机侧数据

(1) 电动机的额定转矩

$$T_{MN} = \frac{9550 \times 2.2}{1440} \text{ N} \cdot \text{m} = 14.6 \text{ N} \cdot \text{m}$$

(2) 电动机的转差率

$$s = \frac{1500 - 1440}{1500} = 0.04$$

3. 用户要求

- 1) 尽可能不更换电动机;
- 2) 在高速区, 过载能力不低于 1.5;
- 3) 根据电动机输出轴的实际情况, 不希望增加转速反馈装置;
- 4) 转速档次及控制方式不变, 即仍由手柄的八个位置来控制八档转速。

6.3.3 变频改造的计算

6.3.3.1 变频方案的初探

1. 频率范围

(1) 最高工作频率

通用电动机的工作频率不宜超过额定频率的 2 倍, 故

$$f_{\max} = 100 \text{ Hz}$$

(2) 最低工作频率

根据负载的调速范围, 最低工作频率为

$$f_{\min} = f_{\max} / \alpha_n = 100 \text{ Hz} / 27 = 3.7 \text{ Hz}$$

2. 传动比

(1) 电动机最高转速

$$n_{M\max} = \frac{60 f_{\max}}{p} (1-s) = \frac{60 \times 100}{2} (1-0.04) \text{ r/min} = 2880 \text{ r/min}$$

(2) 传动比

$$\lambda = \frac{n_{M\max}}{n_{L\max}} = \frac{2880}{2000} = 1.44$$

取

$$\lambda = 1.5$$

3. 带负载能力的校核

(1) 低速时

负载转矩为最大转矩，其折算值为

$$\begin{aligned} T'_{L\max} &= \frac{T_{L\max}}{\lambda} = \frac{63.7}{1.5} \text{ N} \cdot \text{m} \\ &= 42.5 \text{ N} \cdot \text{m} \\ &\gg T_{MN} (= 14.6 \text{ N} \cdot \text{m}) \end{aligned}$$

可见，在低速时，电动机将带不动负载，如图 6-11 所示。

(2) 高速时

以 2 倍额定频率为例，计算

如下：

电动机有效转矩：

$$T_{ME} = T_M / 2 = 14.6 / 2 \text{ N} \cdot \text{m} = 7.3 \text{ N} \cdot \text{m}$$

负载转矩的折算值：

$$\begin{aligned} T'_{L\min} &= \frac{T_{L\min}}{\lambda} = \frac{9.55}{1.5} \text{ N} \cdot \text{m} \\ &= 6.4 \text{ N} \cdot \text{m} < T_{ME} \end{aligned}$$

图 6-11 中，曲线①是负载恒转矩段的机械特性；曲线②是负载恒功率段的机械特性；曲线③是电动机在额定频率时的有效转矩线；

曲线④是电动机在额定频率以上时的有效转矩线。由图 6-11 可知，在 800r/min 以下各档，电动机都将带不动负载。

4. 解决办法

要想在低频时能带动负载，只有两种办法：

(1) 加大传动比

$$\lambda \geq \frac{T_L}{T_{MN}} = \frac{38.2}{14.6} = 2.6$$

则电动机的最高转速应为

$$n_{M\max} = n_{L\max} \cdot \lambda = 2000 \times 2.6 \text{ r/min} = 5200 \text{ r/min}$$

电动机的最高工作频率为

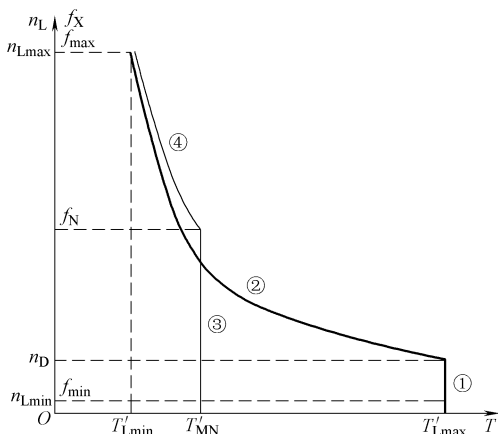


图 6-11 一档传动比带车床

$$f_{\max} = \frac{pn_{M\max}}{60(1-s)} = \frac{2 \times 5200}{60 \times (1-0.04)} = 180\text{Hz} \gg 100\text{Hz}$$

对于普通异步电动机来说, 长时间使用在这么高的频率下, 是不适宜的。

(2) 加大电动机容量

为了使电动机能在最低速档也能带动负载, 电动机的容量应加大为

$$P'_M = 2.2 \times \frac{42.5}{14.6} \text{kW} = 6.4 \text{kW}$$

取

$$P'_{MN} = 7.5 \text{kW}$$

即电动机的容量必须加大 3 倍多, 电动机的机座将增大很多, 无法安装。

6.3.3.2 两档传动比方案的思考

由于车床对转速的调节, 只在停机时进行, 在车削过程中并不调速。因此, 可考虑将传动比分为两档。

1. 低速档

当电动机的工作频率从 $f_{\min} \sim f'_{\max}$ 时, 负载转速从 $n_{L\min} \sim n_{L\text{mid}}$ ($n_{L\text{mid}}$ 是高速档与低速档之间的分界速)。

2. 高速档

当电动机的工作频率从 $f'_{\min} \sim f''_{\max}$ 时, 负载转速从 $n_{L\min} \sim n_{L\max}$ 。如计算准确, 可使电动机的有效转矩线与负载的机械特性曲线十分贴近, 如图 6-12 所示。为了便于观察, 图中, 是把电动机轴上的转矩折算到负载轴上了。

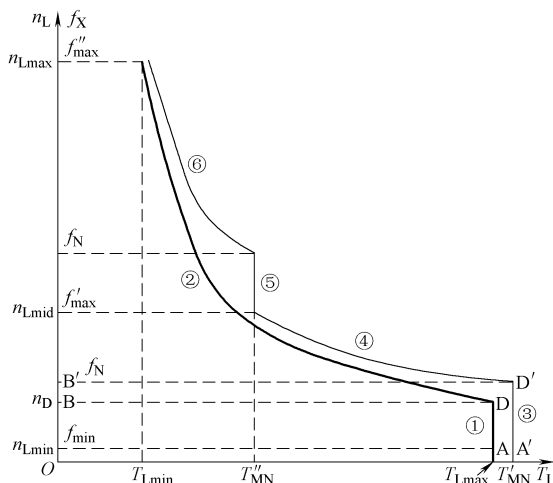


图 6-12 $f_X \leq 2f_N$, 两档传动比的分析

图 6-12 中, 曲线①是负载恒转矩段的机械特性; 曲线②是负载恒功率段的机械特性; 曲线③是低速档电动机在额定频率以下的有效转矩线; 曲线④是低速

档电动机在额定频率以上时的有效转矩线；曲线⑤是高速档电动机在额定频率以下的有效转矩线；曲线⑥是高速档电动机在额定频率以上时的有效转矩线。

由图可知，所需电动机容量与面积 $OA'D'B'$ 成正比，与负载功率（负载功率与面积 $OADB$ 成正比）十分接近。

3. 低速档的频率范围

(1) 确定中间转速

因为 $n_L \leq 300 \text{r/min}$ 为恒转矩区，所以，在低速档，电动机的额定频率与第4档转速（ 300r/min ）相对应。则

因为第6档转速（ 800r/min ）与第4档转速的比值为 $(800/300) = 2.7$ ，对应的工作频率达 $50 \times 2.7 = 135 \text{Hz}$ ，普通电动机不适宜在这样高的频率下长期运行。

所以取第5档转速（ 500r/min ）作为中间转速。

(2) 最低工作频率

$$f_{\min} = f_N \cdot \frac{75}{300} \text{Hz} = 12.5 \text{Hz}$$

(3) 最高工作频率

$$f_{\max} = f_N \cdot \frac{500}{300} \text{Hz} = 83.3 \text{Hz}$$

4. 高速档的频率范围

因为普通电动机的工作频率不宜超过额定频率的2倍，故负载的最高转速（ $n_{L\max} = 2000 \text{r/min}$ ）应该与 $50 \text{Hz} \times 2 = 100 \text{Hz}$ 相对应。则电动机的额定频率（ 50Hz ）与第7档转速（ 1000r/min ）相对应。所以，在高速档：

(1) 最低工作频率

$$f'_{\min} = f_N \cdot \frac{800}{1000} = 40 \text{Hz}$$

(2) 最高工作频率

$$f'_{\max} = f_N \cdot \frac{2000}{1000} = 100 \text{Hz}$$

6.3.3.3 确定传动比

1. 拖动系统的工作区

综合上述，拖动系统的工作区见表6-2。

2. 低速档的传动比

$$\lambda_L = 1440/300 = 4.8$$

取

$$\lambda_L = 5$$

表 6-2 拖动系统的工作区

转 速 档 次	低 速 档		高 速 档	
电动机工作区	恒转矩区	恒功率区	恒转矩区	恒功率区
负载转速范围	75~300	300~500	800~1000	1000~2000
工作频率范围	12.5~50	50~83.3	40~50	50~100
电机转速范围	360~1440	1440~2400	1152~1440	1440~2880

3. 高速档的传动比

$$\lambda_H = 1440/1000 = 1.44$$

取 $\lambda_H = 1.5$

6.3.3.4 电动机容量不变的可行性核算

1. 核算公式

(1) 电动机的转速

$$n_X = \frac{60f_X}{p}(1-s) \quad (6-4)$$

式中 f_X ——电动机的工作频率, Hz;

n_X ——与 f_X 对应的转速, r/min;

p ——电动机的磁极对数;

s ——转差率。

(2) 低速档负载的折算转矩 (即折算到电动机轴上的转矩)

$$T'_{LX} = \frac{T_{LX}}{\lambda_L} \quad (6-5)$$

式中 T'_{LX} ——第 X 档转速时负载转矩的折算值, N·m;

T_{LX} ——第 X 档转速时负载轴上的转矩, N·m。

(3) 高速档负载的折算转矩

$$T'_{LX} = \frac{T_{LX}}{\lambda_H} \quad (6-6)$$

(4) 额定频率以上电动机的有效转矩

$$T_{MX} = \frac{T_{MN}}{k_f} \quad (6-7)$$

式中 T_{MX} ——第 X 档转速时的电动机转矩, N·m;

T_{MN} ——电动机的额定转矩, N·m;

k_f ——频率调节比, 当工作频率为 f_X 时, $k_f = f_X/f_N$ (f_N 是额定频率)。

(5) 电动机的过载能力

$$\beta_X = \frac{\beta_{MN} T_{MX}}{T'_{LX}}$$

(6-8)

式中 β_X ——电动机在第 X 档转速时的过载能力；
 β_{MN} ——电动机的额定过载能力。

2. 核算结果

根据上述公式，将计算结果列于表 6-3 中。

表 6-3 各档转速的转矩核算结果

负载转速/(r/min)	75	120	200	300	500	800	1200	2000
传动比	5					1.5		
电动机转速/(r/min)	375	600	1000	1500	2500	1200	1800	3000
电动机工作频率/Hz	13	21	35	52	87	42	62.5	104
电动机的调频比	0.26	0.42	0.7	1.04	1.74	0.84	1.25	2.08
电动机有效转矩/(N·m)	14.6	14.6	14.6	14.0	8.4	14.6	11.7	7.0
负载转矩/(N·m)	63.7	63.7	63.7	63.7	38.2	23.9	15.9	9.55
负载转矩折算值/(N·m)	12.7	12.7	12.7	12.7	7.64	15.9	10.6	6.37
带负载的过载能力	2.87	2.87	2.87	2.87	2.75	2.3	2.76	2.75

与表 6-3 中的各档负载转矩相比，可以看出：

- 1) 除第 6 档 ($n_L = 800\text{r/min}$) 时，电动机的有效转矩与负载转矩相比，略显逊色外，其余各转速档电动机的有效转矩与过载能力都能满足要求；
- 2) 在第 6 档，电动机的有效转矩为负载转矩的 $14.6/15.9=0.92$ ，在实际工作中，已能满足要求。

故得出结论：不更换电动机是完全可行的，如图 6-13 所示。图 6-13 是根据实际数据画出的，为便于观察，也把电动机轴上的转矩换算到负载轴上。由图可知，电动机的有效转矩与负载的机械特性是十分贴近的。

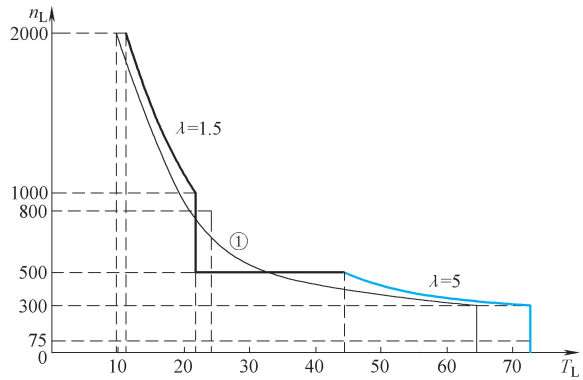


图 6-13 两档传动比带车床的机械特性

6.3.4 变频调速系统的设计

6.3.4.1 变频器的选择

1. 变频器的容量

考虑到车床在低速车削毛坯时，常常出现较大的过载现象，且过载时间有可能超过 1min。故所选变频器的容量比正常的配用电动机容量加大一档。

今选择 $S_N = 6.9\text{kVA}$ （配用 $P_{MN} = 3.7\text{kW}$ 电动机）的变频器，额定电流 $I_N = 9\text{A}$ 。

2. 控制方式的选择

1) 根据用户要求，不考虑增加转速反馈环节；

2) 最低工作频率为 12.5Hz，并不很低。

所以，选择 V/F 控制方式或无反馈矢量控制方式均可。

6.3.4.2 变频器的功能预置

1. 频率给定方式

该车床原有的调速装置是由一个手柄旋转 9 个位置（包括 0 位）控制 4 个电磁离合器来进行调速的。为了防止在改造后操作工因不熟悉而误操作，用户要求调节转速的操作方法不变。同时，用户不希望增加 PLC。故采用电阻分压式给定方法，如图 6-14 所示。其中，各档电阻值的计算应能使各档的转速与改造前相同。

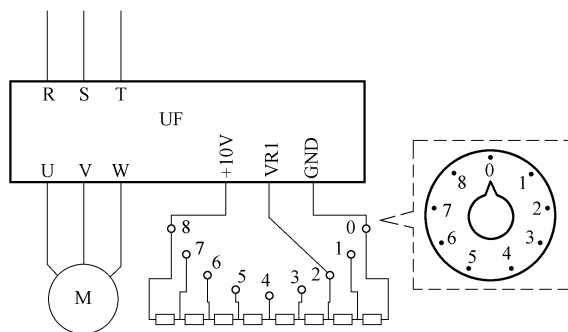


图 6-14 变频器的频率给定

2. 基本频率与最高频率

(1) 基本频率

基本频率是和额定电压相对应的，故预置为 50Hz。

(2) 最高频率

最高频率是和最大给定信号相对应的，由表 6-3 可知，最高运行频率为 104Hz，故最高频率预置为 110Hz。

3. U/f 比（转矩提升）

预置方法如下：使车床运行在最低速档，按最大切削量切削最大直径的工件，逐渐加大 U/f 比，直至能够正常切削，然后退刀，观察空载时是否因过电流而跳闸。如不跳闸，则预置完毕。

4. 升、降速时间

考虑到车削螺纹的需要，将升、降速时间预置为 1s。由于变频器容量已经加大了一档，升速时不会跳闸。为了避免降速过程的跳闸，将降速时的直流电压上限值预置为 680V（过电压跳闸值通常 $>700V$ ）。与此同时，升、降速都预置了防止跳闸（防失速）功能，当升速电流或降速时的直流电压超过上限值时，变频器将自动延长升、降速时间，以防止跳闸。

5. 过载保护

变频器的电流取用比

$$I\% = \frac{I_{MN}}{I_N} \times 100\% = \frac{4.8}{9.0} \times 100\% = 53\%$$

在变频器的热保护功能中，将保护电流的百分数预置为 55%。

上述改造方案已经在十台车床上工作了 20 余年，运行良好。

6.4 龙门刨床变频改造的若干问题

6.4.1 龙门刨床简介

龙门刨床主要用来加工机床床身、箱体、横梁、立柱、导轨等大型机件的水平面、垂直面、倾斜面以及导轨面等，是重要的工作母机之一。

6.4.1.1 龙门刨床的构造

龙门刨床主要由七个部分组成，如图 6-15a 所示。

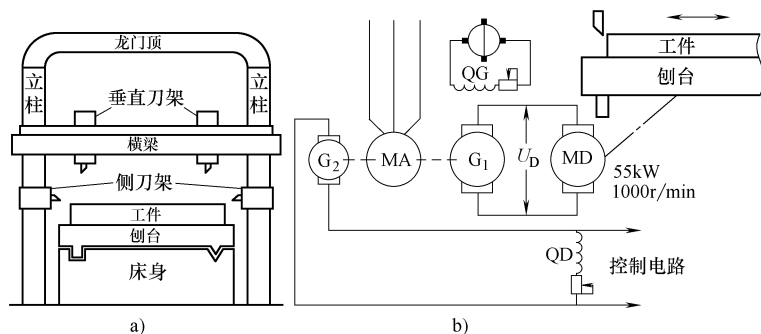


图 6-15 龙门刨床结构图

a) 龙门刨床的构造 b) 刨台的拖动系统

1. 床身

是一个箱形体，上有 V 形和 U 形导轨，用于安置工作台。

2. 刨台

也叫工作台，用于安置工件。下有传动机构，可顺着床身的导轨作往复运动。

3. 横梁

用于安置垂直刀架。在切削过程中严禁动作，仅在更换工件时移动，用以调整刀架的高度。

4. 垂直刀架

安装在横梁上，可沿水平方向移动，刨刀也可沿刀架本身的导轨垂直移动。

5. 左右侧刀架

安置在立柱上，可上、下移动。

6. 立柱

用于安置横梁及刀架。

7. 龙门顶

用于紧固立柱。

龙门刨床的刨削过程是工件（安置在刨台上）与刨刀之间作相对运动的过程。因为刨刀是不动的，所以，龙门刨床的主运动就是刨台频繁的往复运动。

6.4.1.2 刨台运行的机械特性

1. 刨台的调速

以 A 系列龙门刨床为例，其最低刨削速度是 4.5m/min ，最高刨削速度是 90m/min ，调速范围为 20。电动机数据是： 60kW ， 1000m/min 。

为了提高电动机的工作效率，龙门刨床采取两级齿轮变速箱变速的机电联合调速方法。即 45m/min 以下为低速档， 45m/min 以上为高速档。

2. 刨台运动的机械特性

和车床类似，刨台的刨削速度也分低速段和高速段，计算转速是 25m/min ，具体地说，则：

切削速度 $v_Q \leq 25\text{m/min}$ 时，由于受刨刀允许切削力的限制，调速过程具有恒转矩性质。

切削速度 $v_Q > 25\text{m/min}$ 时，由于受横梁与立柱等机械结构强度的限制，只能进行恒功率调速。其低速档的机械特性如图 6-16 中之曲线

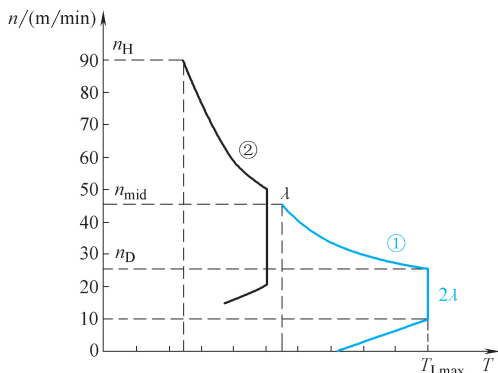


图 6-16 刨台运行的机械特性

线①所示，高速挡的机械特性如曲线②所示。

3. 刨台对电动机机械特性的要求

龙门刨床在刨削过程中，由于工件表面不平、工件材质不均匀，以及工件内部存在砂眼等原因，负载转矩可能发生变化。当负载转矩发生变化时，要求电动机的转速变化越小越好，即要求电动机有较硬的机械特性。

龙门刨床把负荷变化时引起的转速变化 Δn_M 与最低速时的理想空载转速 n_{0L} 之比称为静差度 s ：

$$s = \frac{\Delta n_M}{n_{0L}} \times 100\% \quad (6-9)$$

式中 s ——静差度；

Δn_M ——速度变化，r/min；

n_{0L} ——最低的理想空载转速，r/min。

龙门刨床对静差度的要求是：

$$s \leq 0.05 \sim 0.1$$

对静差度的要求实际上也就是对电动机机械特性硬度的要求，即要求电动机的机械特性越硬越好。

6.4.2 两种调速系统的比较

6.4.2.1 直流调速系统

1. 直流调速系统的构成

刨台的原拖动系统如图 6-15b 所示，由直流电动机 MD 拖动，MD 由直流发电机 G_1 供电， G_1 的原动机是三相交流异步电动机 MA，MA 还同时拖动一台励磁发电机 G_2 。 G_2 发出的电，一方面为 DM 和 G_1 提供励磁电流，同时也为控制电路提供电源。

2. 直流电动机的调速

直流电动机 DM 是通过调节电枢电压来调速的，电枢电压是由直流发电机 DG 提供的，直流发电机的励磁电流又是由交磁放大机 KG 提供的。交磁放大机是一种具有放大作用，反映十分灵敏的特殊发电机。调节电位器 RP_1 ，就调节了 DG 的励磁电流，也就调节了主回路的电压 U_G ，从而调节了电动机的转速，如图 6-17a 所示。

电动机的硬机械特性是依靠电压负反馈和电流正反馈进行补偿而得到的。

当负载增大，电动机的电枢电流必增大，而电压 U_G 必有所下降，这些变化将改变交磁放大机的补偿绕组 QF_1 和 QF_2 的电流，最终将使电动机的转速降落到补偿，从而得到十分硬的机械特性曲线，如图 6-17b 所示。

十分明显的是，上述的电压负反馈和电流正反馈的作用，将不可能对电动机

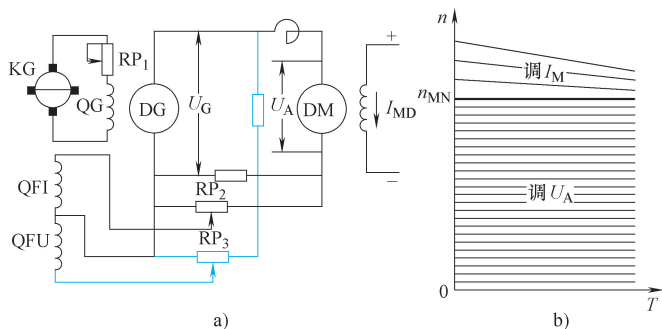


图 6-17 刨台的直流调速系统简图

a) 直流调速系统主电路 b) 调速机械特性

的励磁电流发生影响。所以，直流电动机在额定转速以上调速时，其机械特性将变软，如图 6-17b 的上部所示。因此，直流电动机在额定转速以上的恒功率区实际上是不能用于切削工件的。所以，其额定转速应和低速档的最高速（45m/min）相等。

3. 有效转矩线

电动机折算到负载轴上的有效转矩线如图 6-18 所示，图中，曲线①是低速档的负载机械特性，曲线②是高速档的负载机械特性。曲线③是低速档直流电动机的有效转矩线，由于传动机构的传动比较大，故折算到负载轴上的电动机转矩也较大；曲线④是高速档直流电动机的有效转矩线，由于传动机构的传动比较小，故折算到负载轴上的电动机转矩也较小。

4. 电动机的容量

(1) 负载所需容量

由图 6-18 可知，负载所需容量发生在以最大切削力切削，和以计算转速运行之时：

$$P_L = \frac{T_{Lmax} n_D}{9550} \quad (6-10)$$

式中 P_L ——负载所需功率，kW；

T_{Lmax} ——负载在恒转矩区的最大转矩，N·m；

n_D ——计算转速，r/min。

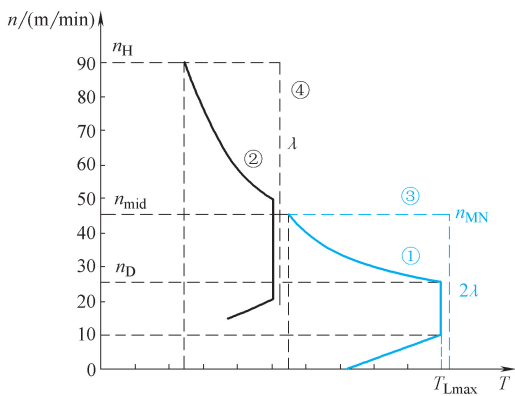


图 6-18 原拖动特性

(2) 电动机的容量

电动机的额定转矩必须大于负载的最大转矩:

$$T_{\text{MN}} \geq T_{\text{Lmax}}$$

而电动机的额定转速应该等于低速档的最高转速:

$$n_{\text{MN}} = n_{\text{mid}}$$

所以, 电动机的额定功率应该满足:

$$P_{\text{MND}} \geq \frac{T_{\text{Lmax}} n_{\text{mid}}}{9550} \quad (6-11)$$

式中 P_{MND} ——直流电动机的额定功率, kW;

n_{mid} ——负载的中间转速, r/min。

两者比较的结果:

$$\frac{P_{\text{MND}}}{P_{\text{L}}} = \frac{n_{\text{mid}}}{n_{\text{D}}} = \frac{45}{25} = 1.8$$

或

$$P_{\text{MND}} = 1.8 P_{\text{L}}$$

可见, 在多数情况下, 电动机处于大马拉小车的状态。

6.4.2.2 变频调速系统

1. 变频调速的拖动特性

异步电动机变频调速后和直流电动机的主要区别是: 在额定频率以上的恒功率区也能得到硬机械特性, 是可以利用的。令电动机的额定频率对应于 30r/min, 则在 45r/min 时的工作频率为 75Hz, 电动机在低速档的有效转矩线如图 6-19 中之曲线③所示; 高速档的有效转矩线如曲线④所示。由图可知, 电动机的有效转矩线十分接近于刨台的机械特性。

2. 电动机的容量

比较图 6-18 和 6-19 可知, 直流电动机额定转矩上限转速是 n_{mid} , 而异步电动机在变频调速时, 额定转矩的上限转速是 $0.67 n_{\text{mid}}$ 。所以, 异步电动机的容量也将是直流电动机的 67%:

$$P_{\text{MNA}} = 0.67 P_{\text{MND}} = 0.67 \times 60 = 40.2 \text{ kW}$$

选

$$P_{\text{MNA}} = 45 \text{ kW}$$

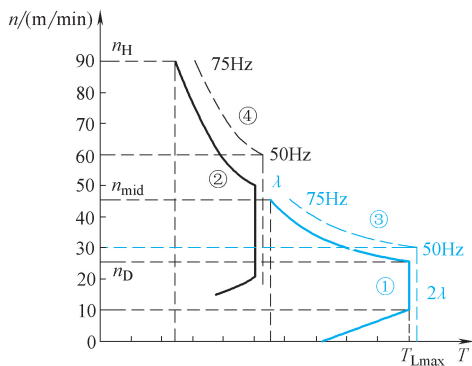


图 6-19 变频调速的拖动特性

6.4.3 刨台往复运动的控制

6.4.3.1 刨台往复运动的周期

以国产 A 系列龙门刨床为例, 其往复周期如图 6-20 所示。图中, v 为线速度, t 为时间。各时间段 ($t_1 \sim t_5$) 的工况如下:

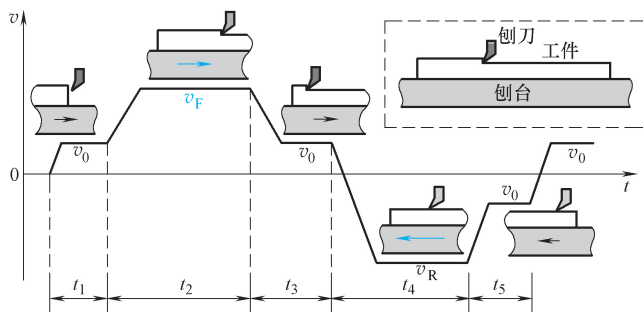


图 6-20 刨台的往复运动

1. 切入工件段

即刨台起动、刨刀切入工件的阶段 (t_1 段)。在这一阶段, 为了减小刨刀刚切入工件的瞬间, 刀具所受的冲击, 和防止工件被崩坏, 故速度较低, 为 v_0 。

2. 正常切削段

刨刀切入工件后, 刨台将加速至正常的切削速度 v_F (t_2 段)。

3. 退出工件段

在切削行程即将结束, 刨刀退出工件之前, 为了防止在刨刀退出时, 工件边缘被崩裂, 故又将速度降低为 v_0 (t_3 段)。

4. 高速返回段

返回过程是不切削工件的空行程, 为了节省返回时间, 提高工作效率, 返回速度应尽可能高一些, 设为 v_R (t_4 段)。

5. 缓冲段

返回行程即将结束、再反向到工作速度之前, 为了减小刨台的动能, 又应将速度降低为 v_0 (t_5 段)。

之后, 便进入下一周期, 重复上述过程。

6.4.3.2 往复周期的实施

1. 双向行程开关控制

早期龙门刨床实施往复周期时, 使用了 6 个双向行程开关, 分别是 $SQ_1 \sim SQ_6$; 碰撞行程开关的是 4 个档块, 分别是 1、2、3、4, 它们的布置示意图如图 6-21a 所示。

假设：刨台正处于切削过程中，各行程开关的动作顺序如图 6-21b 和 c 所示：

(1) 退出工件段

档块 2 碰 SQ_1 ，使切削速度降为低速，刨刀准备退出工件。

(2) 高速返回段

档块 1 碰 SQ_2 ，使刨台高速返回；

如果刨台因 SQ_2 发生故障而未返回，则档块 1 将碰 SQ_5 ，迫使刨台停止运行；

在返回过程中， SQ_2 与 SQ_1 相继复位；

(3) 缓冲段

档块 3 碰 SQ_3 ，使返回速度降为低速，准备反向；

(4) 切入工件段

档块 4 碰 SQ_4 ，刨台反向，低速切入工件；

如果刨台因 SQ_4 发生故障而未反向，则档块 4 将碰 SQ_6 ，迫使刨台停止运行；

在反向过程中， SQ_4 复位。

(5) 正常切削段

SQ_3 复位，刨台升速为所要求的切削速度。

重复上述。

2. 接近开关控制

近年来，开发出了刨台专用的电子接近开关，由于消除了机械碰撞，因而具有故障率低，使用寿命长等优点。

如图 6-22 所示，专用接近开关由 3 个接近开关 S_1 、 S_2 、 S_3 组成，安装在刨床的床身上。其中， S_1 、 S_2 的感应头朝向外侧面， S_3 的感应头则朝上，如图 6-22b 所示。

A、B 是两侧的感应档板，C、D 为上档极，其形状如图 6-22c 所示。档板与感应头之间的距离为

$$\delta = 5(1 \pm 10\%) \text{ mm}$$

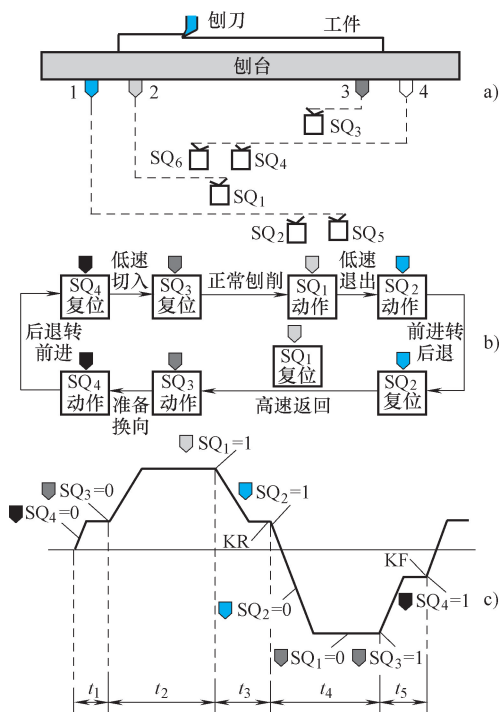


图 6-21 行程开关的布置

a) 布置图 b) 动作顺序 c) 时序图

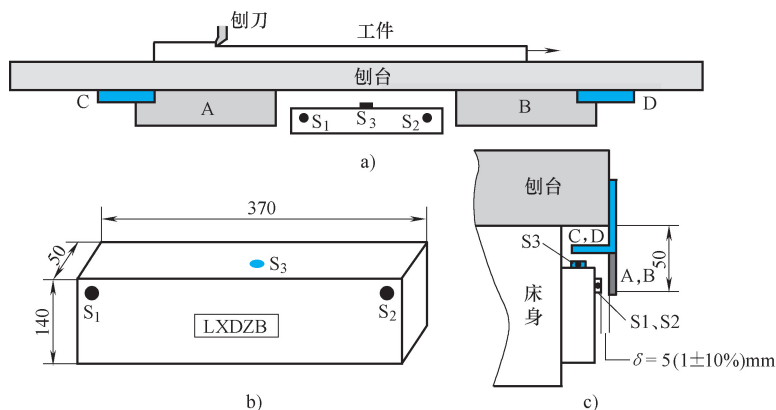


图 6-22 刨台专用接近开关

a) 专用接近开关的布置 b) 外观 c) 安装侧视图

接近开关的状态与输出端子的连接图如图 6-23b 所示。刨台的往复运行与接近开关的状态如图 6-23c 所示。

- 1) 在刨削过程和返回过程的中间，接近开关处于“0”状态。
- 2) 刨削快要结束时，挡板 A 接近 S_1 ，接近开关处于“1”状态，使刨削速度降为低速，刨刀准备退出工件。
- 3) 挡板 A 又接近 S_2 ，接近开关处于“11”状态，刨台降速为 0，刀架复位，接着刨台高速返回。
- 4) 在返回过程中，挡板 A 相继退出 S_2 和 S_1 ，接近开关又处于“0”状态。

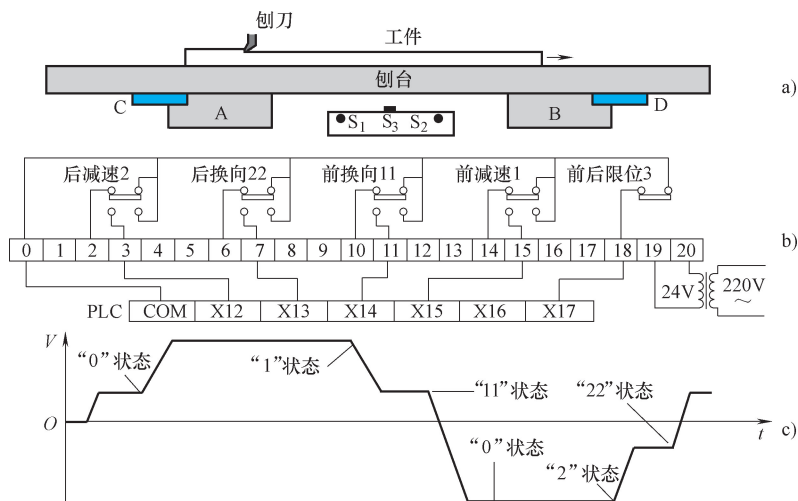


图 6-23 专用接近开关的工作程序

a) 刨台 b) 接近开关电路 c) 循环运行与接近开关

5) 返回快要结束时, 挡板 B 接近 S_2 , 接近开关处于“2”状态, 使返回速度降为低速, 作为刨台转换方向的缓冲。

6) 挡板 B 又接近 S_1 , 接近开关处于“22”状态, 刨台降速为 0, 刀架进刀, 然后刨台反向, 刨刀低速切入工件。

7) 在切削过程中, 挡板 B 相继退出 S_1 和 S_2 , 接近开关又处于“0”状态, 刨台升速至切削速度。

8) 如果刨台极限位置时, 不能及时反向, 则上挡板 C 或 D 的将接近 S_3 , 迫使刨台停止运行。

实践结果表明, 接近开关的工作是可靠的, 并且故障率很低。

6.4.4 变频调速系统的设计

6.4.4.1 变频调速系统的选择

1. 电动机的选择

选择 YVP250M-4 型变频专用电动机, 并要求配置旋转编码器。电动机数据是:

$$P_{MN} = 55\text{kW} \quad I_{MN} = 105\text{A} \quad n_{MN} = 980\text{r/min} \quad T_{MN} = 350.1\text{N} \cdot \text{m}$$

2. 变频器的选择

如上所述, 电动机已经有相当大的裕量了, 故变频器的容量可以不必加大。今选艾默生的 TD3000-4T0550G 型变频器, 主要数据是:

$$S_N = 72\text{kVA} \quad I_{N(1)} = 113\text{A} \quad I_{N(0)} = 110\text{A}$$

配用 55kW 电动机。

6.4.4.2 电动机控制电路 (见图 6-24)

1. 控制方式

采用有反馈矢量控制方式, 由旋转编码器 PG 进行转速反馈。

2. 切削速度

由电位器 RP_1 决定, 受继电器 KA_1 控制。

3. 返回高速

由电位器 RP_2 决定, 受继电器 KA_2 控制。

4. 切削低速和返回低速

分别由多档转速中的第 1 和第 2 档转速决定。

5. 加、减速时间

在切削过程中 (由低速上升至切削速度以及由切削速度下降至低速) 采用第 1 加、减速时间 (时间较长, 加、减速较缓慢); 在非切削过程中 (正转启动、高速返回以及返回结束时的停止) 采用第 2 加、减速时间 (时间较短, 加、减速较快)。

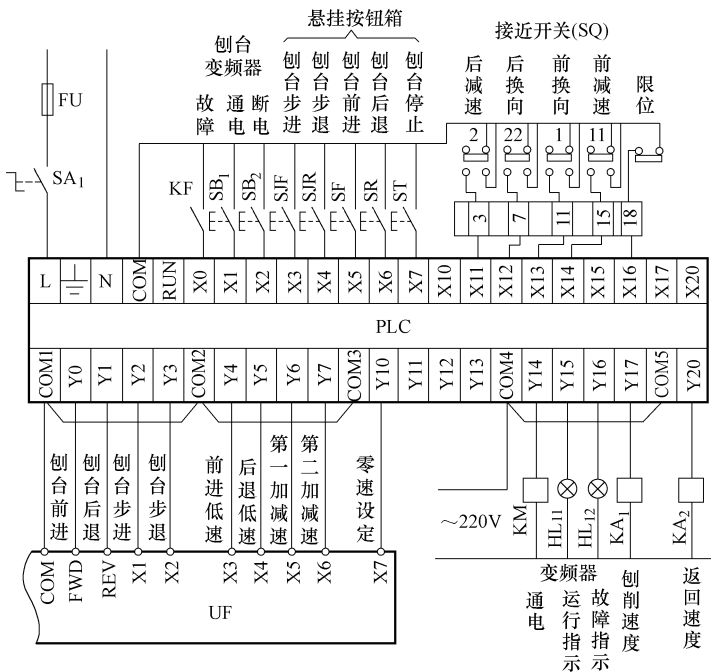


图 6-25 变频器的控制电路

由按钮 SF 控制。按下 SF，一方面，PLC 的 Y0 有信号输出，电动机正转，刨台前进；另一方面，PLC 的 Y17 也有信号输出，继电器 KA₁ 得电，刨台的前进速度由电位器 RP₁ 决定。此外，SF 也常作为刨台循环运行的起始按钮。

5. 刨台后退

由按钮 SR 控制。按下 SR，一方面，PLC 的 Y1 有信号输出，电动机反转，刨台后退；另一方面，PLC 的 Y20 也有信号输出，继电器 KA₂ 得电，刨台的后退速度由电位器 RP₂ 决定。此外，SR 也可作为刨台循环运行的起始按钮。

6. 刨台停止

由按钮 ST 控制，在刨台运行过程中，或刨削结束后，用于停止刨台的运行。

6. 4. 4. 4 变频器的功能预置（见表 6-4）

表 6-4 龙门刨床用变频器的主要功能预置

功能码	功能码含义	数据码	数据码含义	说 明
F0. 02	控制方式	1	闭环矢量	有反馈矢量控制方式
F0. 03	给定方式	5	模拟给定	
F0. 05	运行选择	1	端子控制	外接输入端子控制
F0. 07	最大频率	75 Hz	最大频率为 75Hz	

(续)

功能码	功能码含义	数据码	数据码含义	说 明
F0.10	加速时间 1	2s	用于空行程加速,如启动和高速返回的加速	
F0.11	减速时间 1	2s	用于空行程减速,如变换方向时的减速	
F0.18	加速时间 2	4s	用于切削过程中的加速	
F0.19	减速时间 2	4s	用于切削过程中的减速	
F1.01	电动机额定功率	55kW		
F1.02	电动机额定电压	380V		
F1.03	电动机额定电流	105A		
F1.04	电动机额定频率	50Hz		
F1.05	电动机额定转速	980 r/min		
F1.06	过载保护	2	适用于变频专用电动机	
F2.10	直流制动起始频率	5Hz		
F2.11	直流制动电流	110%	等于电动机额定电流的 110%	
F2.12	直流制动时间	2s		
F6.00	AI1 选择	0	0~10V	频率给定的标准信号
F5.01	端子 X1 功能	9	正转点动	用于刨台步进
F5.02	端子 X2 功能	10	反转点动	用于刨台步退
F2.15	点动频率	7Hz		
F5.03	端子 X3 功能	1	多档速 1	
F2.24	多档速 1 运行频率	10Hz		用于前进低速
F5.04	端子 X4 功能	2	多档速 2	
F2.25	多档速 2 运行频率	10Hz		用于后退低速
F5.05	端子 X5 功能	4	加速时间 1	时间较长
F5.06	端子 X6 功能	5	加速时间 1	时间较短
F5.07	端子 X7 功能	3	多档速 3	
F2.26	多档速 3 运行频率	0Hz		用于进刀之时
F5.11	端子 PA/B/C 功能	3	零速运行中	允许进刀

6.4.4.5 主电路其他电器的选择

1. 空气开关

$$I_{QN} \geq (1.3 \sim 1.4) \times 105A$$

$$= 136.5 \sim 147A$$

选

$$I_{QN} = 150A$$

2. 接触器

$$I_{KN} \geq 105 \text{ A}$$

选

$$I_{KN} = 120 \text{ A}$$

3. 制动电阻

如上所述，刨台在工作过程中，处于频繁地往复运行的状态。为了提高工作效率、缩短辅助时间，刨台的升、降速时间应尽量地短。因此，直流回路中的制动电阻与制动单元是必不可少的。

制动电阻的电阻值：根据实际试验，制动转矩应不小于电动机额定转矩的 1.5 倍。则

(1) 制动电流 I_D

$$\text{取} \quad I_D = 0.75 I_{MN} = 0.75 \times 105 \text{ A} = 78.75 \text{ A}$$

(2) 直流电压的上限值

$$\text{取} \quad U_{D\max} = 700 \text{ V}$$

(3) 制动电阻

$$R_B = \frac{U_{D\max}}{I_D} = \frac{700 \text{ V}}{78.75 \text{ A}} = 8.9 \Omega$$

实际购得 380V, 5kW 的电热管，则

每根电热管的电阻值是

$$R_{01} = \frac{U^2}{P} = \frac{(380 \text{ V})^2}{5000 \text{ W}} = 29 \Omega$$

两根串联为一组，则每组的电阻值是：

$$R_1 = 2R_{01} = 2 \times 29 \Omega = 58 \Omega$$

应并联组数设为 n 组，则

$$\frac{R_1}{n} \approx 8.9 \Omega$$

$$n = \frac{R_1}{8.9} = \frac{58 \Omega}{8.9 \Omega} = 6.5$$

取

$$n = 6 \text{ 组, 即 } 12 \text{ 根。}$$

12 根电热管的总容量：

$$P_{B1} = 12 \times 5 \text{ kW} = 60 \text{ kW}$$

制动电阻所需容量：因为

$$P_{B0} = \frac{U_{DH}^2}{R_B} = \frac{(700 \text{ V})^2}{8.9 \Omega} = 55 \text{ kW} < P_{B1}$$

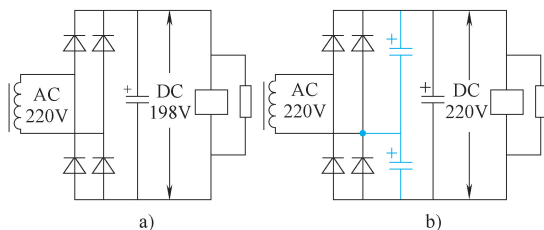


图 6-26 抬刀用整流电路

a) 全波整流电路 b) 升压电路

所以，上述电热管组的容量是足够的。

4. 制动单元

如第 5 章中 5.8.3 节所述，这里不再赘述。

6.4.4.6 抬刀控制

抬刀电磁铁由直流电源供电，所用直流电源由 220V 交流电压全波整流后得到。但简单地进行全波整流后的平均电压只有：

$$U_D = 0.9U_A = 0.9 \times 220V = 198V$$

如图 6-26a 所示。所以，还必须在全波整流的基础上增加两个升压电容，如图 6-26b 所示。

6.5 中央空调的变频调速

6.5.1 中央空调系统的大致构成

如图 6-27 所示，中央空调系统主要由以下几个部分组成。

6.5.1.1 冷冻主机与冷却水塔

1. 冷冻主机

也叫制冷装置，是中央空调的“制冷源”，通往各个房间的循环水由冷冻主机进行“内部热交换”，降温为“冷冻水”。

近年来，冷冻主机也有采用变频调速的，是由生产厂原配的，不再改造。

未采用变频调速的冷冻主

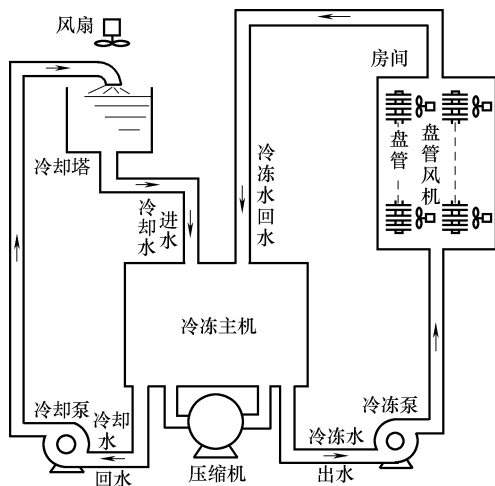


图 6-27 中央空调系统的大致构成

机，改造为变频调速的例子还不多，故本文将不讨论冷冻主机的变频调速问题。

2. 冷却水塔

冷冻主机在制冷过程中，必然会释放热量，使机组发热。冷却水塔用于为冷冻主机提供“冷却水”。冷却水在盘旋流过冷冻主机后，将带走冷冻主机所产生的热量，使冷冻主机降温。

6.5.1.2 “外部热交换”系统

由以下几个系统组成：

1. 冷冻水循环系统

由冷冻泵及冷冻水管道组成。从冷冻主机流出的冷冻水由冷冻泵加压送入冷冻水管道，通过各房间的盘管，带走房间内的热量，使房间内的温度下降。同时，房间内的热量被冷冻水吸收，使冷冻水的温度升高。温度升高了的循环水经冷冻主机后又成为冷冻水，如此循环不已。

从冷冻主机流出、进入房间的冷冻水简称为“出水”；流经所有的房间后回到冷冻主机的冷冻水简称为“回水”。无疑，回水的温度将高于出水的温度，形成温差。

2. 冷却水循环系统

由冷却泵、冷却水管道及冷却塔组成。冷冻主机在进行热交换、使水温冷却的同时，必将释放大量的热量。该热量被冷却水吸收，使冷却水温度升高。冷却泵将升了温的冷却水压入冷却塔，使之在冷却塔中与大气进行热交换，然后再将降温了的冷却水，送回到冷冻机组。如此不断循环，带走了冷冻主机释放的热量。

流进冷冻主机的冷却水简称为“进水”；从冷冻主机流回冷却塔的冷却水简称为“回水”。同样，回水的温度将高于进水的温度，形成温差。

3. 冷却风机

有两种情况：

1) 盘管风机安装于所有需要降温的房间内，用于将由冷冻水盘管冷却了的冷空气吹入房间，加速房间内的热交换。

2) 冷却塔风机用于降低冷却塔中的水温，加速将“回水”带回的热量散发到大气中去。

可以看出，中央空调系统的工作过程是一个不断地进行热交换的能量转换过程。在这里，冷冻水和冷却水循环系统是能量的主要传递者。因此，对冷冻水和冷却水循环系统的控制便是中央空调控制系统的重要组成部分。

6.5.2 循环水系统与供水系统的节能比较

循环水系统的特点

1. 管路特点

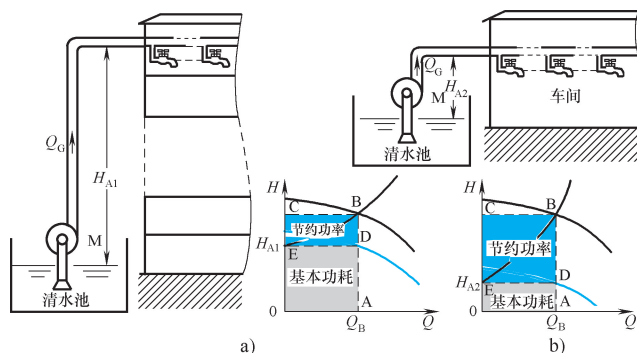


图 6-28 静扬程与功耗

a) 高楼供水 b) 车间供水

静态扬程等于 0。静态扬程是供水系统为了提供一定流量必须上扬的高度，它体现为从水池的水平面到管路最高处之间的上扬高度，也称为静扬程，符号是 H_A 。

2. 静扬程与功耗

十分明显的是，水泵克服静扬程所需的功率，属于并不真正做功的基本功耗。举例如下：

(1) 高楼供水

这是许多民用建筑的特点，如图 6-28a 所示，静扬程 H_{A1} 较大，基本功耗也较大。

(2) 车间供水

大多数工厂的车间都是低层建筑，如图 6-28b 所示。静扬程 H_{A2} 较小，基本功耗也小。

3. 中央空调的静扬程

中央空调水系统的静扬程几乎为 0。如图 6-29 所示。

冷却水系统犹如一个 U 形管，静扬程等于水管的高度与冷却塔水面之间的距离， H_A 很小，如图 6-29a 所示。

冷冻水系统则几乎是一个封闭的管路，如图 6-29b 所示，没有静扬程：

$$H_A = 0$$

所以，中央空调使用了变频调速后，节能效果十分显著。

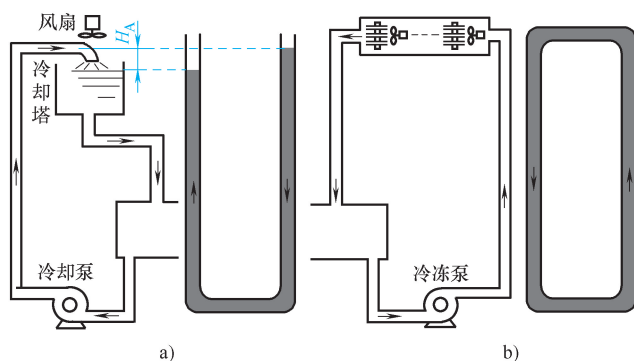


图 6-29 中央空调的静扬程

a) 冷却水系统 b) 冷冻水系统

6.5.3 冷却水系统的变频调速

6.5.3.1 控制的主要依据

1. 基本情况

冷却水的进水温度也就是冷却水塔内水的温度，它取决于环境温度和冷却风机的工作情况；回水温度主要取决于冷冻主机的发热情况。

2. 温度控制

在进行控制时，有两个基本情况：

1) 如果回水温度太高，将影响冷冻主机的冷却效果。为了保护冷冻主机，当回水的温度超过一定值后，必须进行保护性跳闸。一般情况下，回水温度不得超过 37°C 。因此根据回水温度来决定冷却水的流量是可取的。

2) 即使进水和回水的温度很低，也不允许冷却水断流。因此，在实行变频调速时，应预置一个下限工作频率。

综合起来，便是：当回水温度较低时，冷却泵以下限转速运行；当回水温度渐高时，冷却泵的转速也逐渐升高，而当回水温度升高到某一设定值（如 35°C ）时，应该采取进一步措施：或增加冷却泵的运行台数，或增加水塔冷却风机的运行台数。

3. 温差控制

最能反映冷冻主机的发热情况、体现冷却效果的是回水温度 t_o 与进水温度 t_i 之间的“温差” Δt ，因为温差的大小反映了冷却水从冷冻主机带走的热量。所以，把温差 Δt 作为控制的主要依据，通过变频调速实现温差控制是可取的。即温差大，说明主机产生的热量多，应提高冷却泵的转速、加快冷却水的循环；反之，温差小，说明主机产生的热量少，可以适当降低冷却泵的转速、减缓冷却水

的循环。

实际运行表明，把温差值控制在 $3\sim 5^{\circ}\text{C}$ 的范围内是比较适宜的。

4. 温差与进水温度的综合控制

由于进水温度是随环境温度而改变的，因此，把温差恒定为某值并非上策。因为，当我们采用变频调速系统时，所考虑的不仅仅是冷却效果，还必须考虑节能效果。具体地说，温差值定低了，水泵的平均转速上升，影响节能效果；温差值定高了，在进水温度偏高时，又会影响冷却效果。实践表明，根据进水温度来随时调整温差的大小是可取的。即进水温度低时，应主要着眼于节能效果，控制温差可适当高一点；而在进水温度高时，则必须保证冷却效果，控制温差应低一些。

6.5.4 冷冻水系统的变频调速

控制的主要依据

在冷冻水系统的变频调速方案中，提出的控制依据主要有两种：

1. 压差控制

即以出水压力和回水压力之间的压差作为控制依据，其基本考虑是使最高楼层的冷冻水能够保持足够的压力。

这种方案存在着一个问题：即没有把环境温度变化的因素考虑进去，就是说，冷冻水所带走的热量与房间温度无关，这明显地不大合理。

2. 温度或温差控制

严格地说，冷冻主机的回水温度和出水温度之差表明了冷冻水从房间带走的热量，应该作为控制依据。但由于冷冻主机的出水温度一般较为稳定，故实际上，只需根据回水温度进行控制就可以了。

为了确保最高楼层具有足够的压力，在回水管上接一个压力表，如果回水压力低于规定值，电动机的转速将不再下降。

第 7 章 变频器应用技术便查录

7.1 变频器的主要电路

内容提要

本节包含三部分内容：
第一部分，是变频器的主电路，这是各种变频器通用的基本电路；
第二部分，是变频器为用户提供的，可供用户选择的控制电路，不同变频器对这部分的设置大同小异；
第三部分，是开关电源及各种检测电路，这部分的电路十分繁多，这里仅举一些简单的例子，供读者们有一个大概的了解。

7.1.1 内部主电路

变频器的内部主电路如图 7-1 所示。
7.1.1.1 交-直变换电路

1. 功能

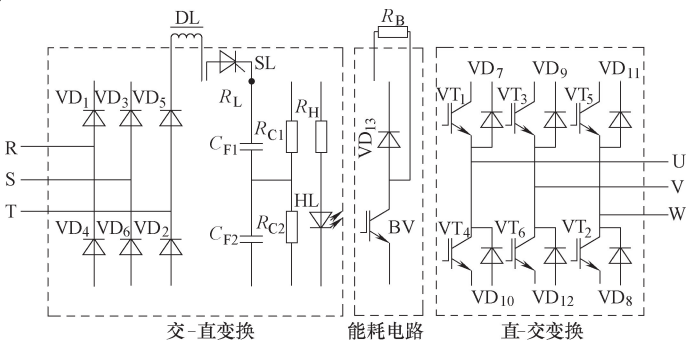


图 7-1 内部主电路

把电源进线的交变电压整流成直流电压。

2. 组成

- VD₁~VD₆：构成三相全波整流桥；
- DL：直流电抗器，用于改善功率因数；
- R_L：限流电阻，用于削弱刚接通电源时的冲击电流；

SL: 短路器件, 用于当电容器充电完毕后把限流电阻短路掉;

C_{F1} 、 C_{F2} : 滤波电容器;

R_{C1} 、 R_{C2} : 均压电阻, 用于使两个串联的电容器的电压分配均匀;

HL: 有电指示灯, 用于表示电路处于有电状态;

R_H : HL 的限流电阻。

7.1.1.2 直-交变换电路

1. 功能

把直流电压逆变成三相交变电压。

2. 组成

$VT_1 \sim VT_6$: 逆变用开关器件 (多数用 IGBT);

$VD_7 \sim VD_{12}$: 为反向电流提供通路。

7.1.1.3 能耗电路

R_B : 制动电阻, 用于消耗直流回路多余的电能;

BV: 制动单元, 用于控制是否需要接通能耗电路。

7.1.2 外接主电路

变频器在实际使用时, 是需要外接一些配件的, 如图 7-2 所示。

7.1.2.1 外接输入电路

1. 空气断路器 Q

(1) 主要作用

1) 接通电源: 需要使用变频器时, 接通电源。

2) 隔离: 当变频器需要检查或修理时, 断开空气断路器, 使变频器与电源隔离。

3) 保护: 空气断路器具有过电流和欠电压等保护功能。能有效地对变频器电路进行短路保护及其他保护。

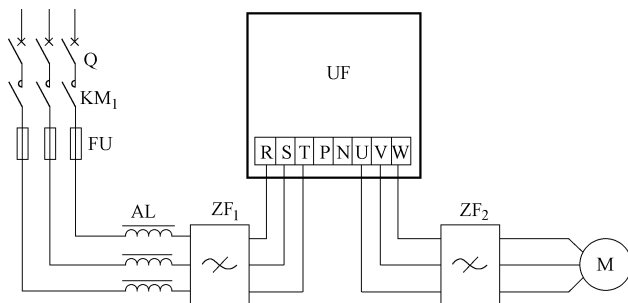


图 7-2 变频器的外接主电路

(2) 选择方法

$$I_{QN} \geq (1.3 \sim 1.4) I_{SN} \quad (7-1)$$

式中 I_{QN} ——断路器额定电流, A;

I_{SN} ——变频器输入侧额定电流, A。

2. 输入接触器 KM

(1) 功用

用于接通或切断变频器的电源。还可以和变频器的报警输出端子配合, 当变频器因故障而跳闸时, 使变频器迅速脱离电源。

(2) 选择方法

$$I_{KM} \geq I_{SN} \quad (7-2)$$

式中 I_{KM} ——接触器主触点的额定电流, A。

3. 快速熔断器 FU

(1) 功用

主要用于短路保护。当变频器的主电路发生短路时, 其保护作用快于空气断路器。

有的变频器在内部直流回路内已经配置了快速熔断器, 则外电路中就不必再配置了。

(2) 选择方法

略小于空气断路器的额定电流。

4. 交流电抗器 AL

(1) 功用

1) 改善功率因数。

2) 当电源三相电压不平衡时, 抑制变频器输入电压的不平衡度。

(2) 选择方法

1) 额定电流

$$I_{AL} \geq 0.82 I_{SN} \quad (7-3)$$

式中 I_{AL} ——交流电抗器的额定电流, A。

2) 电感量

$$L_{AL} = 21 / I_{SN} \quad (7-4)$$

式中 L_{AL} ——交流电抗器的额定电感量, mH。

5. 滤波器 ZF₁

用于抗干扰。

7.1.2.2 外接输出电路

1. 滤波器 ZF₂

用于抗干扰。

2. 关于输出接触器

(1) 不接输出接触器的场合

在一台变频器驱动一台电动机的情况下，不建议接入输出接触器。这是因为，如果输出侧接入了接触器，有可能出现变频器的输出频率从 0Hz 开始上升时，电动机却因接触器未闭合而并未起动，等到输出侧接触器闭合时，变频器已经有较高的输出频率了，从而构成电动机在一定频率下的直接起动，导致变频器因过电流而跳闸。

(2) 必须接入输出接触器的场合

在某些场合，变频器的输出侧又不可避免地需要接入接触器。

例如，变频运行需要和工频运行进行切换的场合，当电动机工频运行时，必须使电动机首先与变频器脱离，这就需要用输出接触器了。

3. 关于热继电器

(1) 不接热继电器的场合

在一台变频器驱动一台电动机的情况下，因为变频器内部具有十分完善的热保护功能，没有必要接入热继电器。

(2) 需要热继电器的场合

在上述需要接输出接触器的场合，热继电器也应该接入。

7.1.2.3 单相变频器主电路

单相变频器的输入侧是单相交流电源，输出侧是三相可变交流电源，故也叫单进三出变频器。

简单滤波电路如图 7-3a 所示。

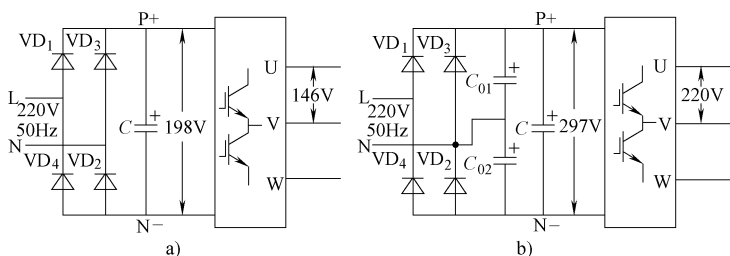


图 7-3 单相变频器的主电路

a) 简单滤波电路 b) 增压电路

(1) 存在问题

单相 220V 交流电源经全波整流并滤波后的直流电压只有 198V，逆变后的三相线电压只有 146V，不能和三相 220V 的电动机相配。

(2) 增压电路

在整流桥输出端加接增压电容器 C_{01} 和 C_{02} ，增压后，直流电压可达 297V，逆变后的三相线电压可达 220V，如图 7-3b 所示。

7.1.3 变频器的内部控制电路

7.1.3.1 控制电路总框图

变频器内部的控制框图如图 7-4 所示。其主要部分有：

1. 主控电路

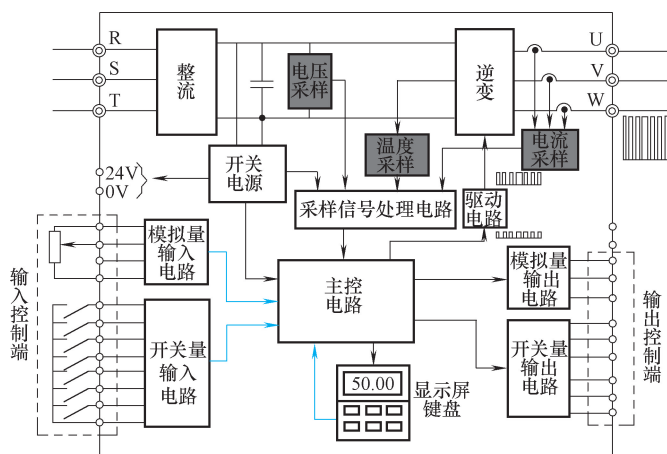


图 7-4 变频器的内部控制框图

这是控制电路的核心，相当于人的大脑。里面的主要部件是计算机的中央处理器 CPU。

2. 开关电源

向控制电路的各部分提供稳定的直流电源。

3. 采样与检测电路

对变频器的各项运行数据进行实时的检测。

4. 输入和输出电路

向变频器输入给定信号和各种运行指令的输入电路，以及输出变频器运行状态的电路。

5. 操作面板

(1) 显示屏

在运行模式下，显示变频器的各种运行数据；在编程模式下，显示功能码和数据码。

(2) 键盘

向变频器发出给定信号和各种操作指令。

7.1.3.2 外接控制端子

1. 外接输入控制端

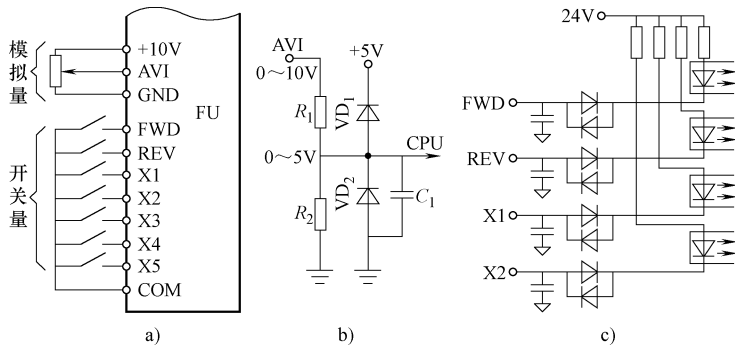


图 7-5 外接输入控制端

a) 输入控制端 b) 模拟量输入电路 c) 开关量输入电路

(1) 模拟量输入端

主要用于输入频率给定信号，如图 7-5a 中之 AVI 端所示，其内部电路如图 7-5b 所示。

(2) 开关量输入端

用于输入各种开关指令，如起动、停止、加速、减速等，其内部电路如图 7-5c 所示。

2. 外接输出控制端

(1) 模拟量输出端

主要用于输出外部测量信号，如电流、频率等，也可用于其他控制，如图 7-6a 中之 FM 所示。

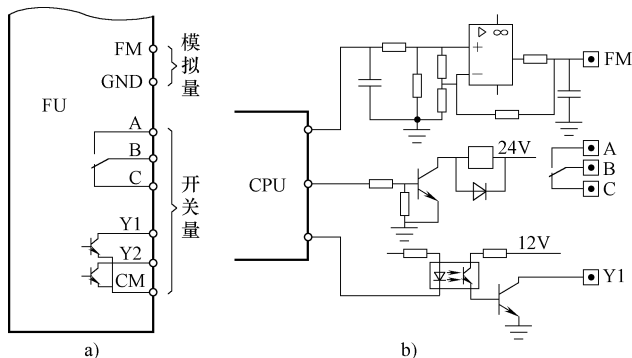


图 7-6 外接输出控制端

a) 输出控制端安排 b) 内部控制电路

(2) 开关量输出端

有两种情况：

1) 继电器输出

可用于电压较高的交流电路中。如图 7-6a 中之 A、B、C 端所示。

2) 晶体管输出

只能用于低压直流电路中，如图 7-6a 中之 Y1、Y2 端所示。

它们的内部电路如图 7-6b 所示。

7.1.3.3 开关电源

开关电源的全称是高频开关稳压电源，在变频器里用于为控制电路的各部分提供电压稳定的直流电源。

1. 一次电源

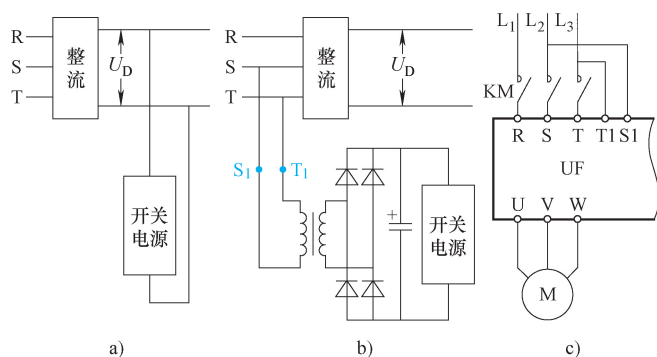


图 7-7 开关电源的输入侧

a) 取自直流回路 b) 取自电源 c) 取自电源的外部接法

变频器里，向开关电源的一次绕组提供电源的方式主要有两种：

(1) 直流回路供电

从变频器内部的直流回路向开关电源提供电源，如图 7-7a 所示。从电路上说，这种方式比较简单，但必须在变频器接通电源后，开关电源才开始工作。所以，这种方式一般不允许变频器上电起动。

(2) 单独供电

从主接触器 KM 的前面通过变压器降压后向开关电源供电，如图 7-7b 所示。其外部接线如图 7-7c 所示。这种方式的开关电源比变频器先得电，可以使控制电路事先做好准备工作后再让变频器通电。毫无疑问，这种方式是允许变频器上电起动的。

2. 二次绕组

如图 7-8 所示，除了 N1 是一次高压绕组外，其余都是二次的低压绕组，它们是：

(1) 自激电源

如图 7-8 中之 N2，用于为 PWM 发生器提供电源。

(2) CPU 电源

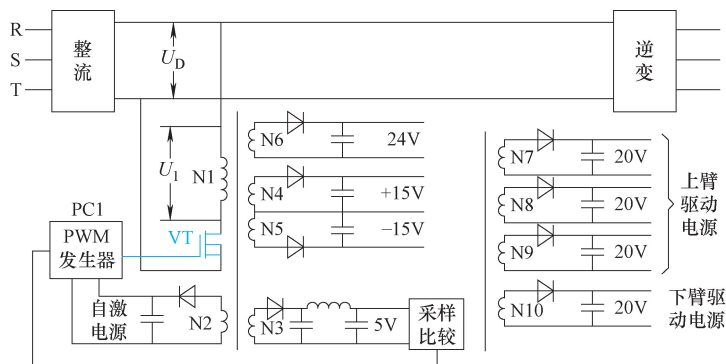


图 7-8 变频器开关电源的二次绕组

如图 7-8 中之 N3，用于为 CPU 提供 5V 电源，是控制电路中对稳定度要求最高的电源，所以采用 π 形滤波电路，稳定电压的采样电压也由此取出。就是说，控制电压的是否稳定主要看 5V 电压。

(3) $\pm 15V$ 电源

如图 7-8 中之 N4 和 N5，主要用于为频率给定电路提供电源。

(4) 24V 电源

各种变频器一般都为用户提供 24V 电源，以使用作传感器或低压控制电路的电源。

(5) 驱动电源

为 IGBT 管的驱动电路提供电源。驱动电源又分两种情况：

1) 上臂驱动电源

因为逆变桥上桥臂的三个逆变管分别和输出的 U、V、W 相连接，故三个电源的二次绕组必须分开，互相间是绝缘的，如图 7-8 中之 N7、N8 和 N9 所示。

2) 下臂驱动电源

因为逆变桥下桥臂的三个逆变管的发射极都和直流电路的负端 N 相接，故可以共用一个电源，变压器的二次绕组如图 7-8 中之 N10 所示。

7.1.3.4 IGBT 的驱动电源

1. 基本驱动电路

基本的驱动电路如图 7-9a 所示，说明如下：

当得到开通信号时，A 点为高电位，VT₁ 导通而 VT₂ 截止，IGBT 的 G、E 间得到正向驱动电压 +15V，

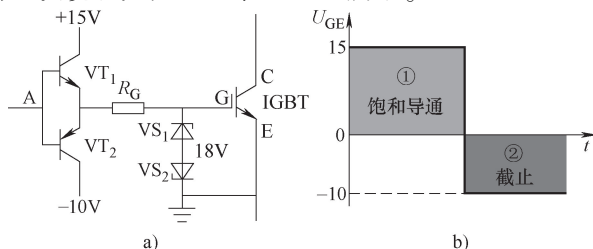


图 7-9 基本驱动电路

a) 驱动电路 b) 驱动电压

IGBT 饱和导通, 如图 7-9b 中的①区所示。

当得到关断信号时, A 点为低电位, VT_1 截止而 VT_2 导通, IGBT 的 G、E 间得到反向偏置电压为 $-10V$, IGBT 截止, 如图 7-9b 中的②区所示。

G、E 间的稳压管 VS_1 和 VS_2 是保护用的, 使 U_{GE} 不超过允许范围。

2. 集成驱动电路示例

以 EXB 系列的驱动模块为例, 其框图如图 7-10 所示。各引脚的功能如下:

(1) 电源端

2 脚是电源“+”端, 9 脚是电源“-”端。

(2) 信号输入端

15 脚是输入信号的“+”端, 14 脚是输入信号的“-”端。

(3) 信号输出端

3 脚接 IGBT 的 G 极, 1 脚为 $+5V$ 输出, 接 IGBT 的 E 极。

(4) 过电流保护端

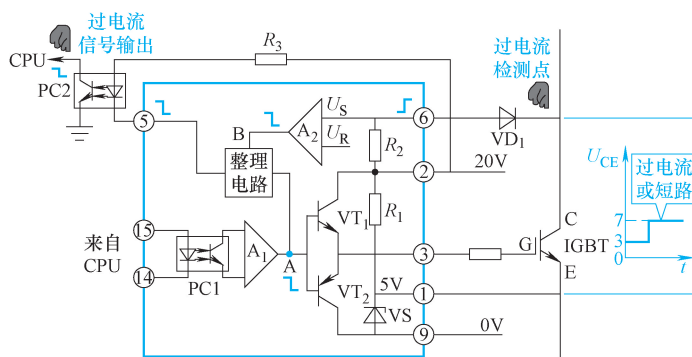


图 7-10 EXB 系列驱动模块

6 脚用于过电流保护, 正常情况下, 6 脚电位等于 IGBT 的饱和压降, 只有 $3V$ 左右, 二极管 VD_1 是导通的。

过电流或短路时, IGBT 的 C、E 间的电压降将迅速上升至 $7V$, 6 脚电位上升。这时:

VD_1 截止, 运算放大器 A_2 的采样电压 U_S 将大于基准电压 U_R , B 点由高电位变成低电位。经整理电路整理后:

一方面, 将 A 点的电位转换成低电位, 使 IGBT 管迅速截止;

另一方面, 使 5 脚电位下降, 通过光耦合器 PC_2 把相关信号告诉 CPU, 使故障继电器动作, 并显示故障代码。

7.1.3.5 检测电路

1. 电流的检测

(1) 从直流回路采样

在直流回路中串联两个 $30\text{m}\Omega$ 的电阻，利用直流电流在该两电阻上的电压降进行测量，如图 7-11a 所示。

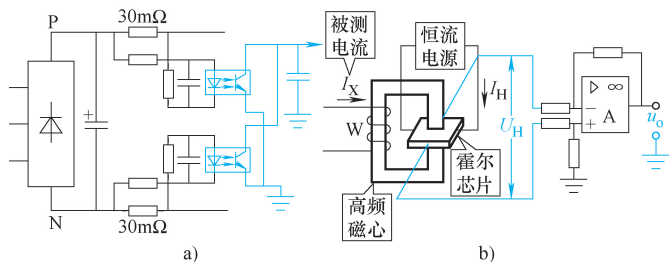


图 7-11 电流的检测

a) 从直流电路检测 b) 用霍尔元件检测

(2) 利用霍尔元件采样

把一个线圈缠绕在高频磁心上，高频磁心的一侧开一个口，把霍尔芯片镶嵌在里面，将被测电流通入线圈，则被测电流 I_x 的大小，将决定高频磁心里磁场的大小，也就决定了霍尔芯片感应出的霍尔电动势 U_H 的大小，如图 7-11b 所示。

2. 电压的检测

(1) 直接采样

即直接从直流电压上取样，如图 7-12a 所示。图中的 PC 是集成光耦合电路，一方面，使强电和弱电之间可靠隔离；另一方面，也提高了检测的灵敏度。

(2) 间接采样

如图 7-12b 所示，开关电源二次绕组 N2 的感应电动势经二极管整流，并经电阻分压后，得到脉冲序列。因为开关电源二次绕组所得电压的峰值是和直流电压 U_D 成正比的。

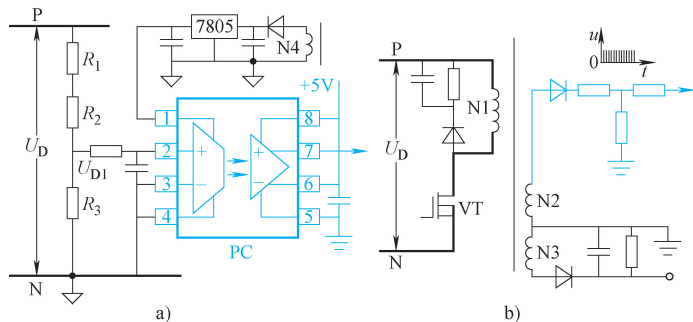


图 7-12 电压的检测

a) 直接采样 b) 间接采样

3. 温度的检测

(1) 内置热敏电阻

把半导体热敏电阻 (NTC) 封装在逆变模块里靠近 IGBT 芯片的位置, 如图 7-13a 所示。半导体热敏电阻通常呈负温度系数特性, 即温度越高, 电阻值越小。

采用内置热敏电阻的保护电路如图 7-13b 所示。

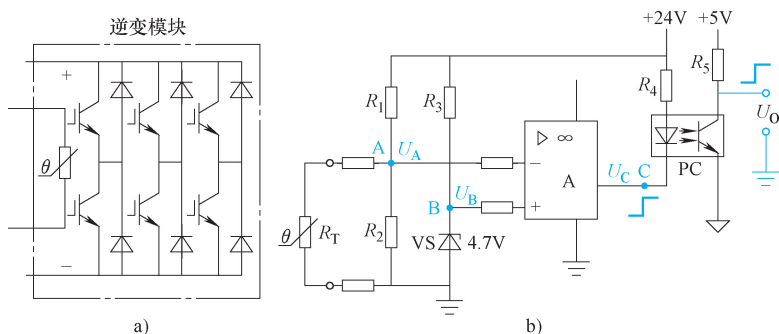


图 7-13 温度的检测电路

a) 内置热敏电阻 b) 控制电路

(2) 采用临界热敏电阻

临界温度热敏电阻 (CTR) 也叫温度继电器, 其特点是, 温度低于临界温度时, 电阻值很大, 相当于继电器断开; 而当温度上升到高于临界温度 (如 85°C) 时, 电阻值急剧下降, 相当于继电器闭合, 如图 7-14a) 所示。控制电路如图 b) 所示, CTR 串联在光耦合器的发光二极管电路里。当温度低于临界温度时, 因为电阻值很大, 光耦

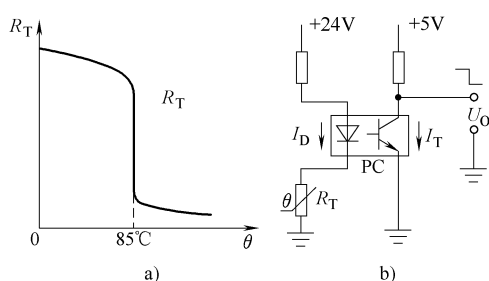


图 7-14 采用温度继电器的保护电路

a) 温度继电器特性 b) 保护电路

合器里发光二极管的电流几乎为 0A , 光敏三极管处于截止状态, 输出电压为高电平; 当温度高于临界温度时, 因为电阻值急剧下降, 光耦合器里发光二极管导通, 光敏三极管处于饱和导通状态, 输出电压为低电平。

7.2 变频器常用功能

内容提要

本节归纳了变频器在使用过程中, 需要用户根据生产机械的实际工况进行调整

的功能。主要归纳功能的含义及调整的方法和基本要点，对于其原理不再多做讲解。

7.2.1 频率给定功能

7.2.1.1 模拟量频率给定功能

1. 模拟量给定方法

模拟量给定的给定信号是电压或电流，给定途径主要是通过外接输入端子输入。如图 7-15b 所示，端子 AV1 接受电压信号，由电位器 RP 的滑动端得到信号；端子 C1 则接受电流信号。

部分变频器在面板上装有电位器，也可以进行模拟量给定，如图 7-15a 所示。

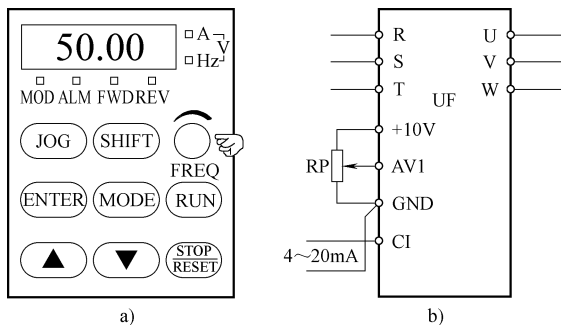


图 7-15 模拟量给定

a) 面板给定 b) 外接给定

2. 数字量给定方法

(1) 键盘给定

即利用键盘上的升键▲和降键▼进行频率给定，如图 7-16 所示。

(2) 外接端子给定

变频器的输入控制端子中，有两个端子，经过功能预置，可以作为升速和降速之用。

如图 7-16b 所示，在多功能输入端子中任选两个端子（如图 7-16b 中之 X1 和 X2 端），将它们分别预置为“频率递增”和“频率递减”，则 X1 和 X2 端子具有如下功能：

“X1-CM” 接通→频率上升；

“X1-CM” 断开→频率保持已经上升的频率，或回复至原来的频率；

“X2-CM” 接通→频率下降；

“X2-CM” 断开→频率保持已经下降的频率，或回复至原来的频率。

升速和降速端子常写成“UP/DOWN”端子。

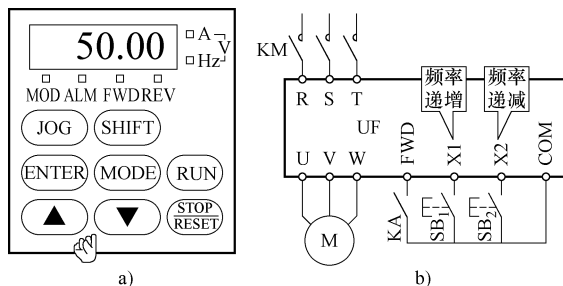


图 7-16 数字量给定

a) 键盘给定 b) 外接端子给定

7.2.1.2 频率的限制功能

1. 最高频率

变频器允许输出的最大频率，称为最高频率，用 $f_{\max}$ 表示。

在模拟量给定时，最高频率实际上就是与最大给定信号对应的频率。

当利用键盘的升键（▲）进行频率给定时，最高频率的含义是：当变频器的输出频率已经达到最高频率后，即使再按升键，变频器的输出频率也不能再升高了。

2. 上限频率

(1) 定义

上限频率是根据生产机械的工艺要求而决定的最高工作频率，用 f_H 表示。

(2) 上限频率和最高频率的关系

1) 上限频率不能超过最高频率：

$$f_H \leq f_{\max}$$

2) 当上限频率小于最高频率（ $f_H < f_{\max}$ ）时，变频器的实际最大输出频率为上限频率。这是因为，变频调速系统是为生产工艺服务的。所以，生产工艺的要求具有最高优先权。

3. 下限频率

(1) 定义

下限频率是根据生产机械的工艺要求而决定的最低工作频率，用 f_L 表示。

(2) 下限频率和起始频率的关系

1) 电动机起动时，变频器的输出频率从 0Hz 开始上升；停机时，变频器的输出频率也能下降至 0Hz。

2) 在运行过程中调节变频器的输出频率时，最低的工作频率为下限频率。

4. 回避频率

任何机械在运转过程中，都会发生振动，振动的频率和转速有关。每台机器

又都有各自的固有振荡频率，它取决于机械的质量和结构。如果生产机械运行在某一转速时，所引起的振动频率和机械的固有振荡频率相吻合的话，则机械的振动将因发生谐振而变得十分强烈，并可能导致损坏机械的严重后果。

回避频率就是要“回避”掉可能引起谐振的频率。

5. 点动频率

点动控制就是“点一点，动一动”。是各类机械在调试过程中经常使用的操作方式。

点动运行时的工作频率，称为点动频率，用 f_{JOG} 表示。点动频率的大小应根据生产实际的需要来进行预置。

7.2.2 控制方式功能

异步电动机在低频运行时，其电压也应同时下降，但如果电压和频率同步下降，电动机的磁通会减少，其带负载能力也会减小。所谓控制方式，就是在运行频率下降时，如何根据负载的具体情况，调整电动机磁通的控制方式。

7.2.2.1 U/f控制方式

1. 几个基本名词

(1) 基本频率

与最大输出电压对应的频率，称为基本频率，用 f_{BA} 表示。

在绝大多数情况下，基本频率应该等于电动机的额定频率，并且最好不要随意改变。

(2) 频率调节比

变频器的输出频率与额定频率之比称为频率调节比：

$$k_F = \frac{f_X}{f_N} \quad (7-5)$$

式中 k_F ——频率调节比；

f_X ——变频器的输出频率，Hz；

f_N ——额定频率，Hz。

(3) 电压调节比

变频器的实际输出电压与额定电压之比：

$$k_U = \frac{U_X}{U_N} \quad (7-6)$$

式中 k_U ——电压调节比；

U_X ——变频器的实际输出电压，V；

U_N ——电动机的额定电压，V。

2. V/F 控制方式

(1) 含义

通过调整变频器输出侧的电压频率比 (U/f 比) 的方法, 来改变电动机在调速过程中机械特性的控制方式。

由于电压的下降是人为的, 这就有可能根据负载的不同特点来适当地调整 U/f 比值。这种通过调整 U/f 比值来改变电动机特性的方法, 便称为 V/F 控制方式。

(2) U/f 线

不同的负载在低频运行时对 U/f 比值的要求也是不一样的。为此, 各种变频器都设置了许多种 U/f 线, 供用户根据负载的具体要求来进行预置。如图 7-17 所示, 曲线①是电压与频率成正比地变化的 U/f 线, 称为基本 U/f 线。其特点是:

$$\frac{U_X}{f_X} = \text{const} (k_U = k_F)$$

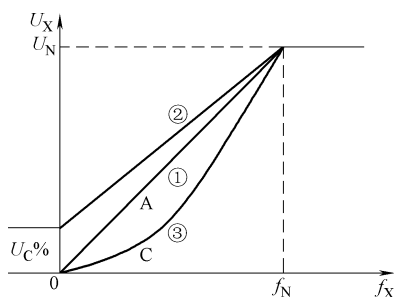


图 7-17 变频器的 U/f 线

如要加大低频时的带负载能力, 须在基本 U/f 线的基础上加大 U/f 比, 使 $k_U > k_F$, 称为转矩补偿或转矩提升, 转矩提升后的 U/f 线如曲线②所示, 图 7-17 中的 $U_c\%$ 是转矩提升量。

离心式风机和水泵等二次方律负载在低频运行时, 负载的阻转矩与额定转矩相比, 减小很多, 不但不必要加大 U/f 比, 还应该减小 U/f 比值, 使 $k_U < k_F$, 进行负补偿, 如曲线③所示, 在许多变频器的说明书中, 称之为“低励磁压频比”。

7.2.2.2 矢量控制方式

1. 矢量控制的基本思想

仿照直流电动机的调速特点, 使异步电动机的转速也能通过控制两个互相垂直的直流磁场来进行调节。

2. 矢量控制框图

如图 7-18 所示。

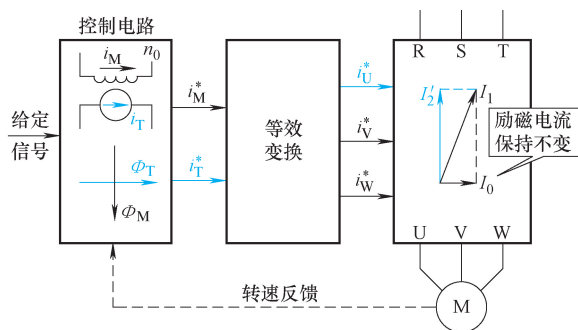


图 7-18 矢量控制框图

(1) 给定信号的处理

将频率给定信号分解成在空中旋转的两个互相垂直的直流磁场信号，分别称为磁场分量 i_M^* 和转矩分量 i_T^* ；以模拟直流电动机的主磁场和电枢磁场。

(2) 等效变换

通过一系列的等效变换，将互相垂直的直流旋转磁场信号等效地变换成三相旋转磁场的控制信号 i_A^* 、 i_B^* 、 i_C^* ，用来控制逆变桥的工作。

当频率给定信号改变时，仿照直流电动机的情形，使直流磁场中的励磁分量保持不变，而转矩分量得到调整，以模拟直流电动机的主磁场不变，只调节电枢磁场的情形，从而获得和直流电动机相仿的调速特性。

(3) 转速反馈

1) 外部反馈：须在变频器外部附加测速装置，常称为“有反馈矢量控制”，也称为“有速度传感器矢量控制”，可以使电动机得到很硬的机械特性，并且具有很高的动态响应能力。

2) 内部反馈：不需要在变频器外部另装转速反馈装置，在了解电动机参数的前提下，即使只检测电动机的端电压和电流，也能算出转子磁通及其角速度，并进而推算出转矩电流指令 i_T^* 和励磁电流 i_M^* 指令，实现矢量控制，常称为“无反馈矢量控制”。

3. 电动机参数的自动检测

矢量控制方式在进行等效变换时，须根据电动机的参数作大量的运算。而所需数据中的相当部分，例如，定子绕组的电阻和漏磁电抗、转子绕组的电阻和漏磁电抗的折算值等，一般用户是很难得到的。对此，当代的许多变频器都已经配置了自动检测电动机参数的功能。

具体方法大致如下：

(1) 准备工作

- 1) 输入电动机的额定数据；
- 2) 使变频器处于“键盘操作”方式；
- 3) 将自测定功能预置为“自动”方式。

(2) 静止自测量

用手制住电动机的输出轴，使电动机处于堵转状态。变频器输出额定电压的25%，按下 RUN 键，持续约 1min。

(3) 旋转自测量

将电动机和负载脱开，处于空载状态。按下 RUN 键，让电动机空转约 1min，转速约为额定转速的 (50~80)%。

如电动机不能脱离负载，则空载电流按额定电流的 40% 计 ($I_0 \approx 40\% I_{MN}$)。

7.2.2.3 直接转矩控制方式

1. 基本思想

把给定信号分解成一个转矩信号和一个磁通信号。当实际转速高于给定值时，它就关断 IGBT，使电动机因失去转矩而减速；而当实际转速低于给定值时，它又使 IGBT 管导通，电动机因得到转矩而加速，称为“砰—砰”控制（双位控制）。

2. 主要优缺点

- 1) 不需要 SPWM 发生器，结构简单，且动态响应快；
- 2) 输出电流的谐波分量较大，冲击电流也较大，逆变器输出端常常需要接入输出滤波器或输出电抗器；
- 3) 逆变电路的开关频率不固定，电动机的电磁噪声较大。

7.2.3 加、减速功能

7.2.3.1 起动功能

1. 变频起动的特点

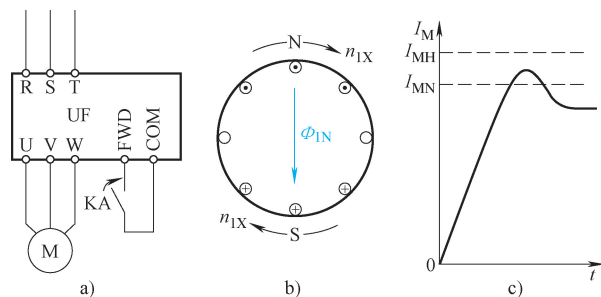


图 7-19 变频起动特点

a) 起动操作 b) 起动时的旋转磁场 c) 起动电流

变频器通电后，由继电器 KA 将 FWD 和 COM 之间接通，如图 7-19a 所示，电动机即按预置的加速时间从“起动频率”开始起动。

以 4 极电动机为例，假设在接通电源瞬间，将起动频率预置为 5Hz，则同步转速只有 150 r/min，转子绕组与旋转磁场的相对速度只有工频起动时的十分之一。转子绕组切割磁力线的速度很慢，如图 7-19b 所示，故起动电流不大。如果在整个起动过程中，使同步转速与转子转速间的转差限制在一定范围内，则起动电流也将限制在电动机允许的范围内，如图 7-19c 所示，图中， I_{MN} 是电动机的额定电流， I_{MH} 是电动机允许的最大电流。

2. 相关功能

(1) 起动频率及持续时间

负载在静止状态的静摩擦系数是大于动摩擦系数的，就是说，从静止状态开

始起动时的阻转矩要比运行过程中的阻转矩大一些。

为了克服这刚起动时的静摩擦转矩,需要有一点冲击力,使它动起来。具体方法就是预置一个起动频率 f_s ,如图7-20中之 f_s 所示,使起动瞬间有一点突加的电磁转矩,有助于使机器动起来。

除了预置起动频率外,还需要预置一个起动频率的持续时间。这是因为,有

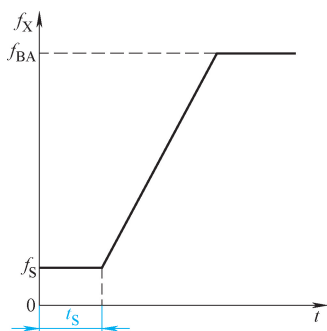
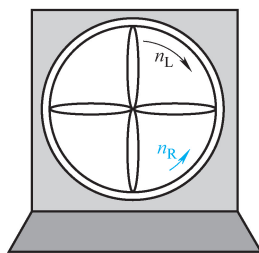
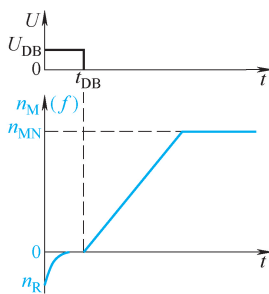


图 7-20 起动频率及持续时间



a)



b)

图 7-21 起动前的直流制动

a) 停机时的反转 b) 起动前加入直流制动

些负载在静止时处于松弛状态,如果让起动频率保持一个短时间,使负载先缓慢地转起来,这对于延长生产机械的寿命是很有好处的。如图中之 t_s 所示。

(2) 起动前的直流制动

以风机为例,在停机时,由于周围有自然风的原因,叶片常常反转,如图7-20a所示。使电动机在起动时处于反接状态,增大了起动电流。为此,变频器专门设置了“起动前直流制动”功能,就是说,在起动前,向电动机绕组里通入直流电流,使转子迅速停止,然后再起动,如图7-21b所示。起动前直流制动的目的,是保证电动机在零速状态下起动。

7.2.3.2 加速功能

1. 加速时间

所谓加速时间,是指变频器的输出频率从0Hz上升到基本频率(或最高频率)所需要的时间称为加速时间。加速时间是由用户根据生产机械的具体要求自行预置的。

2. 加速时间与电流

加速时间过短,将使电动机的电流超过允许值,导致变频器因过电流而跳闸。

3. 加速方式

生产机械在刚开始加速,以及在停止加速时,常常因为有惯性,而使传动轴承受较大的剪切力,影响生产机械的寿命。

为此,可以把加速过程分成三段:

(1) 开始加速段

刚启动时,让频率上升得慢一些,如图 7-22 中的 t_{AS1} 所示,称为加速开始时的 S 形加速时间。

(2) 正常加速段

电动机加速到一定频率后,就开始以预置的加速时间正常加速,如图 7-22 中的 t_{AS2} 所示。

(3) 完成加速段

当电动机的工作频率接近于所预置的工作频率时,又让频率上升得慢一些,如图 7-22 中的 t_{AS3} 所示,称为加速结束时的 S 形加速时间。

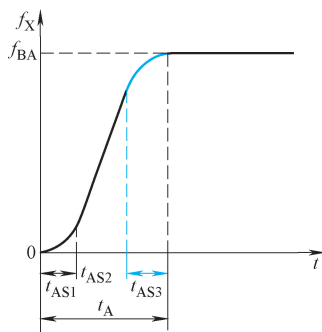


图 7-22 S 形加速方式

这种加速方式称为 S 形加速方式。在进行功能预置时,除了预置加速时间 t_A 外,还需要分别预置 t_{AS1} 和 t_{AS2} 。

7.2.3.3 减速功能

1. 变频器的减速与停机

(1) 停机方法

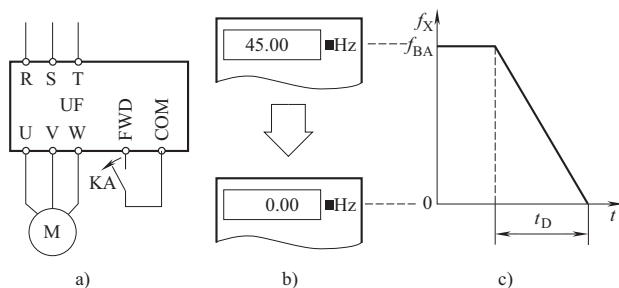


图 7-23 变频器拖动系统的减速与停机

a) 停机方法 b) 频率的变化 c) 频率下降曲线

断开变频器的 FWD 端子与 COM 端子之间的连接,电动机的转速将逐渐降低,直至停止,如图 7-23a 所示。

(2) 停机过程

停机时,变频器的输出频率将从工作频率 f_X (设为 45Hz) 逐渐下降为 0Hz,如图 7-23b 所示。

(3) 减速时间

变频器的输出频率从基本频率 f_{BA} 下降到 0Hz 所需要的时间,称为减速时间,用 t_D 表示,如图 7-23c 所示。

2. 减速时的电动机状态

假设某 4 极电动机,减速前在额定转速下运行,其基本状态如图 7-24a 所

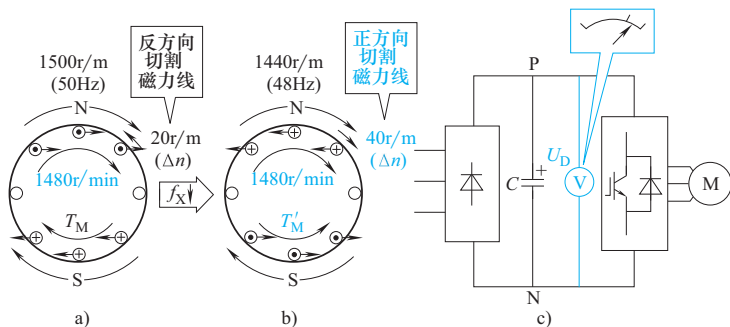


图 7-24 电动机减速特点

a) 工作频率为 50Hz b) 工作频率为 48Hz c) 泵外电压

示：同步转速为 1500r/min，运行转速为 1480r/min。转子绕组以转差（20r/min）反方向切割磁力线而产生感应电动势和电流，感应电流与磁通相互作用而产生的电磁转矩 T_M 是驱动转子旋转的电磁转矩。

今将频率下降为 48Hz，当频率刚下降的瞬间，旋转磁场的转速（同步转速）立即下降为 1440r/min，但由于拖动系统具有惯性的缘故，电动机转子的转速不可能立即下降，仍为 1480r/min。于是，转子的转速超过了同步转速，转子绕组切割旋转磁场的方向和原来相反了。从而，转子绕组中感应电动势和感应电流的方向，以及所产生的电磁转矩的方向都和原来相反了，电动机处于发电状态，如图 7-24b 所示。由于所产生的转矩和转子旋转的方向相反，能够促使电动机的转速迅速地降下来，故也称为再生制动状态。

3. 泵升电压

如上所述，频率下降（减速）时，电动机处于再生制动状态，再生电流将通过和逆变管反并联的二极管反馈到直流回路，向滤波电容充电，使直流电压上升，称为泵升电压。

4. 减速时间与直流电压

减速时间过短，频率下降太快，将使泵升电压增加，变频器的直流电压将可能超过允许值，导致变频器因过电压而跳闸。

7.2.3.4 直流制动

1. 直流制动的原理

(1) 设置直流制动功能的理由

有的负载在停机后，常常因为惯性较大而停不住，有“蠕动”现象。这对于某些机械来说，是不允许的。例如龙门刨床的刨台，“蠕动”的结果将有可能使刨台滑出台面，造成十分危险的后果。设置了直流制动功能，可使电动机迅速停住。

(2) 直流制动的原理

向定子绕组内通入直流电流，则定子绕组产生的磁场将是空间位置不动的固

定磁场,如图 7-25a 所示。尚未停住的电动机转子将正方向切割固定磁场,转子绕组中产生很大的感应电动势和电流,进而产生很强烈的制动转矩,使拖动系统快速停住。

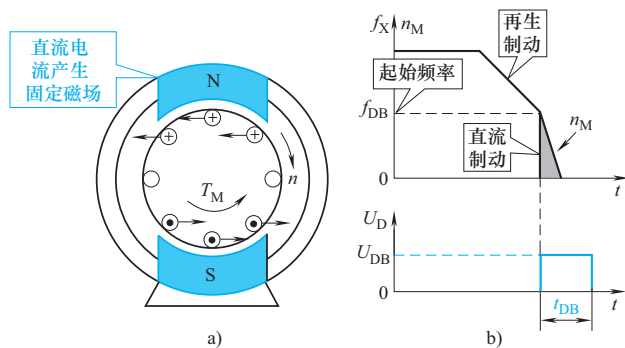


图 7-25 异步电动机的直流制动

a) 通入直流电流 b) 直流制动的预置

2. 直流制动功能的预置

(1) 直流制动的起始频率 f_{DB}

通常,直流制动都是和再生制动配合使用的。即:首先由再生制动将电动机的转速降至较低转速,然后再加入直流制动,使电动机迅速停住。这里,从再生制动转为直流制动的频率即为直流制动的起始频率,如图 7-25b 中之 f_{DB} 所示。

(2) 直流制动电压 U_{DB}

即在定子绕组上施加直流电压的大小,它决定了直流制动的强度。预置直流制动电压 U_{DB} 的主要依据是负载惯性的 大小,惯性越大者, U_{DB} 也应越大。

(3) 直流制动时间 t_{DB}

即施加直流制动的 时间长短。预置直流制动时间 t_{DB} 的主要依据是负载是否有“蠕动”现象,以及对克服“蠕动”的要求,要求越高者, t_{DB} 应适当长一些。

7.2.4 外接端子的控制功能

7.2.4.1 开关量输入端子的安排

变频器的 外接输入端子的安排如图 7-26 所示。

1. 基本输入端

变频器的 外接开关量输入端子中,有一部分端子的功能是固定的,称为基本操作输入端,如图 7-26 中的 FWD (正转控制端) 和 REV (反转控制端) 所示。各种变频器对基本操作输入端的设置不尽相同,有的变频器除了正、反转控制端外,还有自锁、点动、复位等端子。

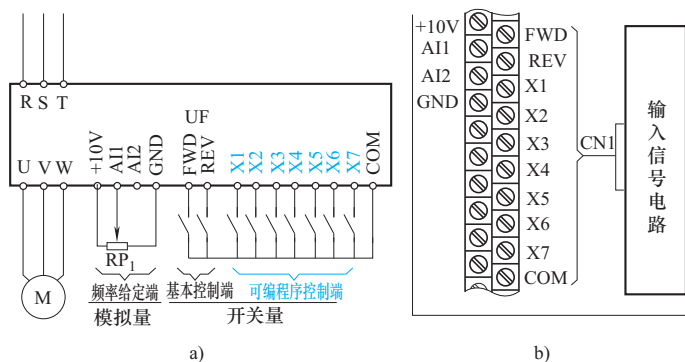


图 7-26 变频器的外接输入端

a) 原理图 b) 接线端子

2. 可编程序控制端

也叫多功能控制端，每个端子的具体功能可由用户根据需要自由预置，如图 7-27b 中的 X1、X2、…、X7 所示。

7.2.4.2 可编程序控制端的常用功能

1. 自锁功能

为了简化控制电路，可以在可编程序控制端子中，任选一个端子，预置为自锁功能（也叫三线控制），如图 7-27 中之 X1 所示。使电动机起动后可以“自锁”。常见的自锁控制电路有两种接法，分述如下：

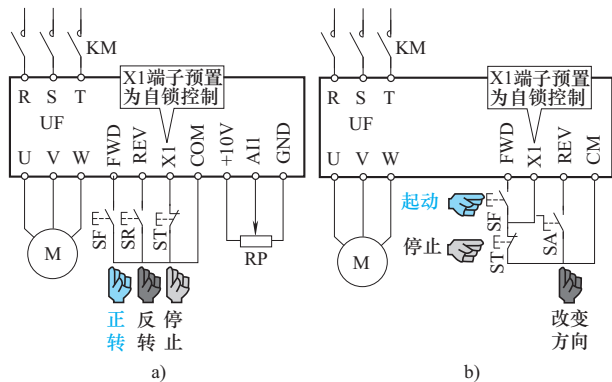


图 7-27 正、反转的自锁功能

a) 正、反转分别分开 b) 正、反转切换控制

(1) 正、反向分别控制

如图 7-27a 所示，起动时，只需按下 SF（正转）或 SR（反转），电动机就按照预置的加速时间起动，因为变频器已经进行了自锁，即使松开按钮，电动机仍保持运行状态。按下 ST，自锁电路被切断，电动机按预置的减速时间减速并

停机。

(2) 正、反向切换控制如图 7-27b 所示，正、反转起动共用一个起动按钮 SF，当预置了自锁控制功能后，原来的反转输入端 REV，变成电动机旋转方向的切换端子了，当转换开关 SA 断开时为正转，接通时为反转。

如按下 ST，自锁电路被切断，电动机按预置的减速时间减速并停机。

2. 多档转速控制

变频器的可编程序控制端子中，通过功能预置，可以将若干个（通常为 2~4 个）输入端作为多档转速控制端。其转速的切换由外接开关器件的状态组合来实现，转速的档次按二进制的规律组合，如图 7-28 所示。

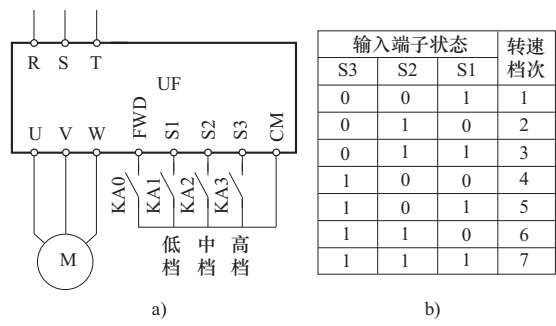


图 7-28 多档转速控制功能

a) 电路接法 b) 端子状态与转速档次

在实施多档转速控制时，变频器需要预置两部分功能：

(1) 选择控制端子

在预置多档转速控制端子时，需明确规定低速端、中速端和高速端，如图 7-28a 所示。各档的状态和转速档次的关系如图 7-28b 所示。

(2) 预置各档转速对应的频率。

7.2.4.3 外接输出端子的安排

1. 模拟量输出

其输出信号是和运行参数成比例的模拟量，如图 7-28 中的 AO1 和 AO2 所示。主要用于测量仪表，也可以用作控制信号。

2. 开关量输出

变频器的开关量输出信号电路主要有两种类型：

(1) 晶体管输出型

输出信号为集电极开路输出，如图 7-29 中的 Y1 和 Y2 所示。由于受到晶体管耐压的限制，只能用于直流低压电路中。

(2) 继电器输出型

输出信号由继电器触点构成。由于继电器触点的耐压较高，故大多可用在交

流 220V 电路中，如图 7-29 中的 TA、TB、TC 所示。

使用时，在多数情况下，可以用一个中间继电器 KA 来取出信号。在晶体管输出时，也可以通过光耦合器取出信号。

3. 多功能输出的功能举例

开关量输出的功能都是可以通过功能预置进行选择，主要功能有：

(1) 变频器准备就绪

当变频器的各项准备工作都已经准备就绪，电动机可以启动时，端子“ON”。

(2) 变频器运行中

当变频器正在运行时，端子“ON”。

(3) 零转速运行中

变频器的输出频率为 0Hz，但输出电压不为 0 时，端子“ON”。

(4) 过载预置报警

变频器已经处于过载状态，但尚未跳闸时，端子“ON”。

(5) 外部故障停机

变频器因外部故障而停机时，端子“ON”。

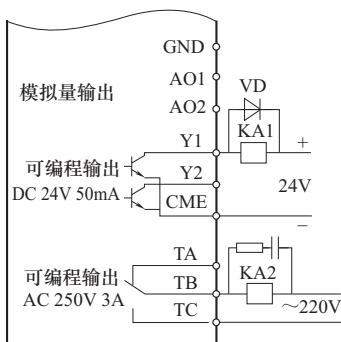


图 7-29 输出端子的安排

7.3 变频器跳闸原因总汇

7.3.1 过载跳闸 (OL)

7.3.1.1 过载跳闸的保护特点

1. OL 跳闸的保护对象

OL 是电动机过载的代码，其保护对象是电动机。在大多数情况下，检测点是在变频器的输出电路里。

2. 电动机过载保护的特点

(1) 电流大小

顾名思义，电动机过载的标志，是变频器的输出电流超过了电动机的额定电流。但还没有超过变频器的额定电流，就是说，是在变频器的允许范围内。

(2) 保护时间

按反时限规律。就是说，过载越多，保护的时间越短。有的变频器规定：当 $I_M = 125\% I_{MN}$ 时，4min 后跳闸；而当 $I_M = 165\% I_{MN}$ 时，1min 后就跳闸。

7.3.1.2 过载跳闸的可能原因

1. 负载过重

电动机所带的负载太重，或者说，生产机械的阻转矩超过了电动机的额定转矩。

这是真正意义上的过载，也是最常见的过载现象，因此，当变频器的跳闸代码显示为“OL”时，首先应该检查的就是负载的轻重。

2. 使用不当的过载

例如，把工作频率提高到超过了电动机的额定频率，而电动机在额定频率以上运行时，将进入恒功率工作区，其有效转矩随频率的上升而减小，当有效转矩小于负载转矩时，电动机即过载。

3. 功能预置不当的过载

例如，某生产机械处于轻载状态，工作频率很低，而转矩提升量（ U/f 比）预置过大，导致低频运行时因磁路饱和而“过载”。

4. 电动机侧电压过低

（1）线路压降太大

因为在低频运行时，变频器的输出电压本就较低，如果电动机和变频器之间的距离较大，而连接线的线径又较细的话，线路压降将可能引起电动机侧的电压不足。

（2）转矩提升不足

在 U/f 控制方式下，变频器在低频运行时的输出电压取决于转矩提升量。当转矩提升量较小时，将导致电动机所得电压不足。

7.3.1.3 过载跳闸的相关代码

1. 代码 DEV

含义是转差太大。异步电动机在运行时，转差的大小直接反映了负载的轻重。所以，当变频器发现转差太大时，将跳闸。

2. 代码 VAE

含义是变频器的容量选择不当。许多用户都按照变频器说明书中的“配用电动机容量”来选择变频器的。其实，这只是对于连续不变负载才是正确的。而大多数负载都是变动负载或断续负载，电动机是允许短时间过载的。对于这类负载，在选择变频器时，应适当加大变频器的容量。

3. 代码 LF

含义是变频器的三相输出电流不平衡。

电动机的三相电流不平衡时，说明变频器的输出电路里必存在问题，应该进行保护。所以，有的变频器设置了三相电流不平衡的保护。

4. 代码 JC

含义是电流采样故障。例如，某变频器，实测输出电流为45A，而显示屏上显示的却是88.6A，说明变频器内部的电流采样电路发生了故障。

5. 代码 SP

含义是变频器的输出缺相。

当变频器的输出缺相时，电动机处于单相运行状态，电流必大，变频器将立即进行保护。

6. 代码 GF

含义是变频器输出侧接地。

变频器具有检测输出端子对地电流的功能，如果测出的对地电流超过变频器额定电流的50%时，就认为变频器的输出侧已经接地。这有两种情况：或者是电动机内部绝缘破损；或者是输电线路的绝缘破损。

7.3.2 过电流跳闸（OC）

7.3.2.1 过电流跳闸的保护特点

1. 过电流的保护对象

在变频调速系统里，存在着两个设备：变频器和电动机。两者对过电流的耐受程度是不一样的。生产机械的设计人员在决定电动机容量时，根据的是发热原则。就是说，只要电动机的温升不超过允许值，短时间的过载是允许的，而变频器则不允许。所以在进行保护时，需要分开考虑。

为此，变频器另行设置了过电流保护功能，其保护对象是变频器，确切地说，是保护变频器内的逆变器件。通常，当输出电流超过了变频器额定电流的200%时，变频器就进行过电流保护。

2. 过电流的检测

因为保护对象是逆变器件，所以，过电流的时间不允许拖延，必须迅速地进行保护。通常，过电流信号是通过逆变器件的管压降而得到的。以IGBT为例，正常运行时，管压降一般在3V以下。如管压降超过7V，就认为是过电流了。因为过电流很容易损坏逆变器件，所以，在大多数情况下，过电流是由驱动电路直接进行保护的。

7.3.2.2 运行过程中的过电流

部分变频器在过电流跳闸后都只笼统地显示“OC”代码。也有的变频器把“OC”作为“运行中过电流”的代码，针对其他不同的原因有不同的代码，举例如下：

1. 代码 OCN

含义是运行中过电流。举两个实例。

(1) 负载卡住

生产机械在运行过程中,某个部位被突然卡住,电动机堵转。电动机的堵转电流可达额定电流的4~7倍,大大超过了变频器的允许值,变频器将立即进行过电流保护。

(2) 有冲击负载

有的生产机械是通过电磁离合器来带动生产机械的。电动机启动后首先是空载运行,并不带动负载,只有当电磁离合器吸合后,生产机械才开始运行。

当电磁离合器吸合的瞬间,将产生冲击电流,有可能使变频器因过电流而跳闸。

2. 代码 GF

含义是变频器的输出侧短路,可能的原因有:

(1) 输出线短路

变频器到电动机之间的电缆的相间绝缘或对地绝缘破损,尤其是当变频器的输出电缆处于可移动状态时,这种情况比较常见。

(2) 电动机短路

电动机如因过载而“烧坏”时,相间绝缘将炭化,造成相间短路。

3. 代码 SC

含义是同一桥臂的上、下两个 IGBT 直通。

例如,环境温度太高,IGBT 的关断时间将延长,导致上、下两管的“直通”。

7.3.2.3 加、减速过程中的过电流

1. 代码 OCA

含义是加速过程中过电流,这是加速时间预置过短引起的。

2. 代码 OCD

含义是减速过程中的过电流,是减速时间预置过短的结果。

3. 代码 OPE

含义是 PID 功能预置不当引起的过电流。

4. 代码 OCB

含义是直流制动过程中的过电流。

5. 代码 OCS

含义是电流采样故障导致的过电流。

7.3.2.4 器件故障引起的过电流

1. 电流为 0 的“过电流”

(1) IGBT 开路

如果 IGBT 已经因损坏而开路,已经没有电流了,但集电极始终处于高电位状态,驱动模块就检测到“过电流”信号。

(2) 驱动模块无输出

如果驱动模块发生了故障,没有了输出信号,IGBT就始终处于截止状态,也没有电流了,集电极处于高电位状态,CPU也将得到“过电流”信号。

2. 检测点断线

有时,过电流的检测线或因插件接触不良,或传输线本身因受机械损伤而断线,则不论IGBT是否有电流通过,CPU也可能因此而得到“过电流”。

7.3.3 过电压(OV)的跳闸原因

国产变频器的进线电压一律是380V,直流电压上限值通常定为700V或720V;进口变频器因为进线电压的上限值较高,所以,直流电压的上限值常定为800V。

7.3.3.1 电源侧的过电压原因

1. 电源电压过高

例如,企业变电所的容量偏低,白天负载较重,把变压器的二次电压调到高档。一到晚上,电压就偏高了。

2. 电源侧有冲击电压

一是在打雷时,常常使变频器过电压跳闸;

二是车间变电室为了提高功率因数,需要配置电力电容器,当电容器合上时,变频器也会因过电压而跳闸。

7.3.3.2 运行中的过电压

1. 拖动系统释放位能

主要发生在起重机械放下重物时,电动机处于发电状态,如果制动电阻值太大,制动电流和制动力太小,重物下降速度太快,将可能导致过电压跳闸。

2. 突然失载

例如生产机械在运行过程中,皮带突然断裂,动态转矩突然加大,将产生很大的加速度,使电动机处于再生状态,导致过电压跳闸。

7.3.3.3 减速过程中的过电压

1. 减速时间太短

频率下降时,电动机将处于发电状态。减速时间预置太短,电动机的同步转速下降太快,发电量较大,容易导致过电压跳闸。

2. 制动电路的原因

制动电路包括制动电阻和制动单元,当直流电压偏高时,用于放电。

(1) 制动电阻值太大

有的设备惯性很大,处于再生制动状态时,发电量较大,如制动电阻大,则放电电流小,将因来不及放电而过电压。

有时,制动电阻的连接线在接线处接触不良,也会导致同样后果。

(2) 制动电阻损坏

因为制动电阻是个发热体，所以较易损坏。而一旦损坏，将不能放电，减速时极易因过电压而跳闸。

(3) 制动单元损坏

制动单元损坏后，也同样不能放电，容易因过电压而跳闸。

7.3.3.4 采样故障引起的过电压

如果实际测量所得的电压值是正常的，而显示屏显示的数据很大，则说明电压采样电路发生了故障。

7.3.4 欠电压（LV）的跳闸原因

7.3.4.1 电源侧的欠电压原因

1. 电源电压不足

主要是电源变压器的容量不够大，负载一重，就容易发生因欠电压而跳闸。

按照国家标准，进线电压的下限值是 $380\text{V} \times 0.9 = 342\text{V}$ ，变频器是在直流电路里进行电压采样的。则 342V 时的直流平均电压是 $342\text{V} \times 1.35 = 462\text{V}$ 。但实际变频器里的下限直流电压常定为 380V 。这是因为欠电压时，不会损坏主电路的器件。所以，只要电动机的电流在允许范围内，拖动系统又能正常运行，就可以不跳闸。

2. 进线的输入端子松动

当电源进线的接线端子松动时，接线端子处的接触电阻增大，电压降也增大，实际输入到变频器的电压就降低了，也可能引起欠电压。

3. 电源侧缺相

电源侧缺相后，变频器进线处的三相全波整流变成了单相全波整流了，整流后的平均电压只有进线电压的 0.9 倍，即使电源电压为上限值，整流后的平均电压也只有：

$$U_D = 0.9U_S = 380\text{V} \times 0.9 = 378\text{V}$$

所以，也会导致欠电压跳闸。

7.3.4.2 整流滤波电路引起的欠电压

1. 整流管损坏

三相全波整流桥中，如果有一个整流管损坏，整流后的平均电压将下降，导致欠电压跳闸。

2. 限流电路故障

限流电路包括限流电阻和短路接触器（或晶闸管）。如限流电阻损坏，则滤波电容器不能充电，导致欠电压；此外，如短路接触器损坏，则限流电阻也必损坏，最终也导致欠电压。

3. 滤波电容器老化

滤波电容器老化的结果，是电容量减小。如电容量低于标称容量的 85%，直流电压将低于正常值。

4. 熔断器已断

许多变频器的直流电路里装有熔断器，如果熔断器已经熔断或接触不良，也必然导致欠电压跳闸。

7.3.5 过热（OH）的跳闸原因

7.3.5.1 发热方面的原因

1. 环境温度太高

环境温度过高时，即使变频器的输出电流并未过载，逆变模块的温度也可能因超过允许值而跳闸。

2. 运行中的过热

(1) 变频器轻微过载

变频器轻微过载时，不会引起过电流跳闸，但时间长了，如散热又不很通畅的话，也可能导致过热跳闸。

有的变频器对整流模块的过热和逆变模块的过热是分开处理的。

(2) 载波频率高

载波频率高，IGBT 的开关次数多，开关损耗大，模块的温度容易升高，即使电流未超过额定电流，也可能引起逆变模块的过热。

(3) IGBT 的驱动不足

如果 IGBT 的驱动电压不足，容易使 IGBT 因进入放大状态而过热。

7.3.5.2 散热方面的原因

1. 风扇方面

主要原因有：

(1) 滤网堵塞

变频器的风扇上面装有滤网，目的是防止异物进入。在灰尘较大的车间里，变频器风扇上的滤网常常被灰尘堵塞，需要经常清理。

(2) 风扇损坏

小容量变频器所配置的风扇，使用寿命较短，容易损坏。当听到风扇在运行中的响声较大时，就应该更换。

(3) 风扇电路故障

风扇的控制电路发生故障，也是常有的事。所以，当发现风扇不转时，需判别是风扇本身的问题呢，还是控制电路的问题。

2. 散热板方面

整流模块和逆变模块都是装在散热板上面的，散热板的背面有许多散热槽。散热槽也很容易被灰尘堵塞，导致模块过热。

3. 控制柜通风不畅

多数变频器是装在控制柜里的，控制柜也存在着通风是否良好的问题。

7.3.6 控制电路的故障跳闸

7.3.6.1 外部输入电路的故障

1. 模拟量输入电路

(1) 代码 LOV

含义是电压信号输入电路发生了故障。在大多数情况下，外部的电压信号都是通过电位器输入的，在调速比较频繁的机器上，电位器的滑动触点很容易接触不良。

(2) 代码 LOI

含义是电流信号输入电路发生了故障。

电流信号常常是从传感器传输过来的，距离比较远，线又比较细，容易因断线而发生故障，也有时是传感器本身的问题。

2. 代码 EXT

含义是开关量输入电路发生故障。如果其他的输入信号都能起作用，只有一个不起作用，问题一定在不起作用那一路的输入电路中；如果所有的输入信号都不起作用的话，就需要检查变频器上的 24V 端子和 10V 端子是否正常。

7.3.6.2 其他常见故障

1. 代码 DE

采用有反馈矢量控制方式时，因为编码器是安装在电动机的输出轴上的，而输出线要接到变频器上，中间距离往往较长，且线径又小，所以容易断线，或连线接触不良，编码器发生故障后，电动机的运行很不稳定，甚至反转。

2. 显示屏损坏

这是不需要代码的，反正显示屏不显示了。特点是电动机能够运行，但显示屏却是黑屏，不得不更换。

3. 代码 CCF

含义是键盘出错。有关资料说明，在开机 5s 内，如 CPU 仍得不到键盘的信息，就认为键盘电路发生了故障。

4. 接插件接触不良

变频器的控制板上，有许多接插件，这些接插件时有松动，必须经常检查。

附录 独立寒秋六十载

(一) 独闯讲台得真经

1955年9月，我毕业于上海电机制造学校的“工业企业电力装备”专业（即后来的工业企业自动化专业）。毕业至今，我担任过的主要工作是教学。

我的教学生涯十分独特，几乎全部是在一个人独自闯荡的状态下进行的，没有可切磋的对象。并且，所教课程都是在知识储备欠缺的状态下边学边教的。所以谓之“独闯讲台”。其困难程度是不言而喻的。但通过教，使我扎扎实实地学到了许多知识，得到了比较丰厚的“真经”。虽然磕磕绊绊地，但终于都闯过来了，并且走出了自己的路。

作茧自缚上了路

我毕业时，由于分配上的错误，第一机械工业部把我“储存”在上海第一工人技术学校的实习工厂，名义上是技术员，实际就是维修电工。

1956年5月，上海技校接受了为洛阳拖拉机厂代培三十余名电焊工的任务。技校原就有电焊班，但全都是小学毕业进校的，而洛阳来代培的学员却都是初中毕业生，理应提高一点水准。教务部门脑袋一拍，电焊工带“电”，给他们讲点电的知识吧，正好电工班有一个中专毕业生“储存”在那里，就让他讲吧，反正这是一门多余的课，讲好讲坏都无所谓。

我也登上讲台了，心里自然是高兴的，就美滋滋地披挂上阵了，课程名称就叫“电学”。没有大纲，没有教材，由着我讲。

我为自己定下了一个目标：电焊用的基本设备是电焊机，应该讲解这些电焊机的原理。但学员的培训期只有三个月，每周只讲两次课，要想在短短三个月时间里，从最基本的高中物理的电学开始，一直讲到直流电焊机的原理，简直是天方夜谭。

但我却仿佛得了魔症，走路也想，吃饭也想，躺在床上也想。冥思苦想之下，终于来了“灵感”，我拿出了一张大白纸，先在中间画了一台直流电焊机的原理图，然后在它的周围画上了许多“枝叶”，则都是各部分所需要的基础知识。最后，再把这些必须讲解的基础知识，按照高中物理的顺序编撰起来。

毋庸置疑，工作量是巨大的：现成的教材没有了，只能自己编写。再说，讲

稿写出后，要是拿到文印室去刻写钢板，还得排队，不可能及时发到学员手里。好在，我写的字还将就看得过，所以，干脆自己刻写钢板。

同寝室的徐老师见了，笑我说：“你可真是作茧自缚。你让学校给学员每人发一本中专物理的下册，照着书讲不就行了？反正学校也没规定你要讲些什么”。但我却宁愿经受这份累，并且自嘲地写下了“作茧自缚”四个字，压在桌子的玻璃板下面。

在最后一次课上，我事先准备了一段话：当我接受了这门课的教学任务时，就想着要把电焊机的原理介绍给大家，因为这对你们更好地掌握电焊工艺是有帮助的。现在，我从你们的表情里，感觉到了我基本上取得了预想的效果，我很高兴。

教室里突然响起了一阵掌声。我措手不及，只好一再地鞠躬致谢。

回到办公室，那犹在耳边的掌声里，我仿佛看到了一条漫长的路，它并不平坦，却鼓舞着我毫不犹豫地向前走去。

现发现卖迈开步

长春第一工人技术学校成立于1954年，1955年开始招生。各工种的工艺学教员，都是从应届中专毕业生中分配来的。那时，技工学校的课程安排完全照搬苏联的模式：一天理论，一天实习。

1956年，第一机械工业部要求该校增设“电气修理工”工种，就把我重新安排到了该校，讲授《电修工艺学》。但中专的课程里，并没有电气修理的内容。什么《电气安装》呀，什么《电机修理》呀，等等，我都没有学过，脑袋里完全是一片空白。教材虽有，是哈尔滨电气技工学校编写的油印本，但油印的质量很差，难以看明白。又因为哈尔滨电气技工学校招收的是小学毕业生，他们编写的教材只讲操作，不讲理论，显得十分枯燥。而我校的电修专业招收的是初中毕业生，是可以讲一些原理的。

好在，学校的图书馆里可以借阅许多的书。我没日没夜地埋头阅读，终于发现了一个规律：各本书上对于同一内容的讲解方法是不尽相同的。通过不同作者多少有些差异的讲解方法，可以从不同的角度去领会相关内容的含义。再在自己理解的基础上，思考如何能够更加清楚地对该内容进行表述。我自嘲地称之为“现发现卖”。

校长姓黄，是位女士，也是知识分子出身。她很注意提高青年教师们的教学质量，所以要求教务科的赵科长领着青年教师们学习苏联教育家凯洛夫的《教育学》，每周一次。有一段时间，她翻看着青年教师们的教案来，还亲自听了许多老师的课。一次，正当赵科长又开始领着我们学习凯洛夫《教育学》时，她来了，赵科长就请她做指示。她忽然出乎意料地说：“请老师们注意提高文学修

养”。弄得大家都如丈二和尚，凯洛夫《教育学》里可没有这一条。以下是她讲话的大概内容：

学生们对张老师的反映很好，张老师是没有学过凯洛夫《教育学》的。于是我就做了一点调研，想看看张老师有什么好的经验，以利推广。张老师自己说，他对所教的课程，没有什么知识储备，是“现发现卖”。其实，你们大家都是学校刚毕业的，都在“现发现卖”。我在比较了各位老师的讲稿和课堂教学后，找到了一点规律：“现发”时，必须正确地理解教材上的内容；而“现卖”时，又必须准确地表述所要讲解的内容。既要正确地理解，又要准确地表述，这就要看你们的文学功底了。

黄校长停止了对凯洛夫《教育学》的学习，而是要求青年教师们每月交一篇详细的讲稿，由赵科长审查，看看对教材的理解有没有不够正确之处，在表述时是否有词不达意的地方。

“正确理解，准确表述”，黄校长的话，给我的“现发现卖”，定下了规范。令我能够迈开双腿，坚实了前进的步伐。

斗胆“出轨”辟蹊径

1958年，技校的大部分人员被合并到汽车研究所；少部分教员和长春汽车制造学校合并，成立了吉林工学院，我属于后者。

吉林工学院既有大学班，又有中专班，大学和中专都有电机制造专业，成立了电机系。电机系的班底十分可怜：原汽车制造学校是没有电专业的，只有四位教中专非电专业电工学的老师；技校这边呢，除我以外，还有一位教电工学的老师。

中专电机制造专业的“电工基础”课要开课了，这门课对于电专业来说，是一门十分重要的专业基础课，马虎不得的。主管教学的苏副主任强调说，讲电工基础课必须有相当的数学基础。于是就几无悬念地落到了我的头上。因为我非但在学生时代的数学成绩比较优秀，并且已经自学了大学的《高等数学》，苏副主任曾经翻阅过我的笔记和几大本作业。

虽然，我的教学用书和我学生时代所学的书，是同一本书。但是，打开书本一看，仅对一些公式尚有记忆，对物理概念却只是似曾相识而已。实际上，我仍处于“现发现卖”的状态。

在讲电工基础课的第二学期，发生了一个小插曲。

有一章内容，叫作“非正弦电流”，要用到高等数学里的“傅立叶级数”。教数学的罗老师说，他没有学过，教不了。我就说，你把学时给我，我来讲吧。其实，我对傅立叶级数也并不熟悉，但我是现发现卖惯了的。并且，我也想通过现发现卖来熟悉这方面的知识。所以就大大咧咧地把这事儿揽了下来，但没有向

苏副主任汇报。

及至我快要讲到这部分内容了，苏副主任随便地把我的讲稿拿过去翻了翻。他经常喜欢翻我的讲稿，并且常常表现出颇为欣赏的样子。因此，我也并不在意。

“这是什么？”他忽然指着我的讲稿问。

“傅立叶级数。”我随口回答。

“这个内容也由你讲？”

“罗老师说，他没有学过，教不了。”我感觉到，他的口气有点异样，便警觉起来，小声地回答着。

“他一个数学老师教不了，你这个电工老师能教得了？”这已经明显地有点责难的味道了。

“试试看呗，总得有人讲呀。”我感觉到，这件事情有点“出轨”了，就陪着小心地说。

“你怎么事先也不和我打个招呼？”啊，这就是问题所在！苏副主任是党外人士，实权不大。因此，他对于下面的人对他是否尊重特别敏感。我感到了问题的严重性，只好撒了个谎，说：“我那天找过您的，可您不在。”

“哪天讲？”他的口气稍缓和了些。

“马上讲。”我回答。

“我去听听。”

苏副主任常听老师们的课，以了解每个老师的教学情况，通常只听一节课。但这天却两节课全听了，弄得我脑门上直冒汗。下课时，他说了一句：

“一会儿到我办公室来一下。”

我心里忐忑极了，脑神经快速地思索起来：态度是一定要“老老实实”地，但该检查些什么，却完全没有底。我想，最重要的罪名，大概是私自出轨，目无领导了。就是说，像这种互相篡改教学内容的重要事情，居然在未请示系领导的情况下就私自决定了。再就是狂妄自大，连数学老师都不敢教的内容，居然敢拿起来教！

我略定了定神，讪讪地走到了苏副主任的办公桌旁。

“坐。”苏副主任指了指桌边的椅子说，态度倒是满和蔼的。

我坐了下来，但没有出声，想先听听他是怎么批评的，然后顺着他的思路进行检查。

“这简直是一种创造！”他忽然大声地说。

我吃了一惊，抬头望了望他，居然是一副笑逐颜开的模样，紧张的心情立即放松了下来。只听他接着说：“大学班的那次是个失败，数学老师在讲这个内容时，不知道它用在哪里，讲起来不生动，公式又复杂，学生们忘得快。等到电工

基础课要用的时候，学生们几乎忘干净了。你这个好，把数学和电工揉合在一起讲，是个办法。没想到，你对傅立叶级数这么熟悉。”

“现发现卖呗。”我小声地说。

“现发现卖？”苏副主任一时没有听明白。但很快，他就会过神来了：“就是边学边讲，其实，我们大家都一样。不过，你的基础很好，‘现发现卖’的本领很强。我们现在缺教员呀，这样吧，以后别人讲不了的课，统统由你来‘现发现卖’，行不行？”

我受宠若惊，仿佛被我跨过了一个沟壑，平添了前进的信心。

大学讲台也翩跹

大学班要开“电力拖动”课了，本来，苏副主任倒也是打算让我作为中专的“台柱”而稳定下来的。所以，邀请了汽车厂的一位工程师来讲“电力拖动”课。但临到要开课时，那位工程师竟不能来了，而老师中间学过“电力拖动”的只有我一个。其时，我正在两个中专班讲“电机学”，每个班8学时，每周16学时，并且所讲的内容比我学过的既深又多，这个工作量已经很重了。但苏副主任苦着脸，简直有点哀求我的味道了。而我，也愿意到大学课堂上一试身手，就答应了下来。

所用的教材是苏联的“电力拖动普通教程”，很厚的一本。

我的工作量变成了每周22学时，7个新讲稿。那个学期，我每天是半夜十二点上床，第二天清早四点钟就起床，只睡四个小时，没有休息日。

大学班的“电工基础”和“电机学”课，都是苏副主任亲自讲授的，苏副主任讲课，深而繁，哪怕是一个小问题，也总能一、二、三、四地演绎出好几点来。学生们虽然有时听不大懂，但都十分敬佩他的学问高深。我在函授学院的数学系学习时，有一位老教授，常常能把一个挺深奥的问题十分形象地演绎出来，令人印象深刻，我深受他的影响。

有一个内容，是电动机发热的过渡过程，首先要列出平衡方程，接着解微分方程，挺难懂的。这个内容在“电机学”课里也有，相信苏副主任是已经讲过了的。我在中专“电机学”课里也讲过，学生们都反映虽然听得懂，但总觉得挺难的，记不住。

我仿照函授学院那位老师的特点，思考了一种通俗易懂的新讲法。恰好苏副主任要去听课，我的自信心一下子不知跑到哪里去了，心里七上八下地，很有些忐忑起来：苏副主任能否认可我的深入浅出的新讲法？

但已经没有退路了，我定了定神，硬着头皮讲解起来：

大家都烧过开水，烧开水时，不管炊具底下的火多大，水的温度总是逐渐地上升的，并且，开始时水温上升得快一些，但随着水温的升高，温度上升的速度

变慢了，最后就不上升了。这是因为，随着水温的上升，炊具向周围散热的速度也加快了。我随手画出了水温上升的曲线，并且说，这条曲线恰巧和数学里的指数函数相吻合……

学生中竟有人做出了鼓掌的手势。这使我信心倍增，终于大大咧咧地讲了下来。

下课后，苏副主任并没有理会我，而是和学生聊天去了，他和这个班的学生是很熟的。我又忐忑起来：我毕竟只是个中专毕业生，如此浅显地进行讲解，是否有失大学教师的气派？

下午开会，首先由苏副主任总结一个阶段来的教学情况。忽听得苏副主任突然高声地说：“小张讲课，是把教材的内容吃透了的”。

一块石头落了地，我那向上爬坡时多少有点摇晃的步伐，变得稳健了。

浅出借助顺口溜

“文化大革命”前，我教了许多门课。教的课程门类一多，就能在各门学科中，感受到许多共性的东西，使我的视野大为开阔，能够在课堂上旁征博引，挥洒自如。

退休以后，我应邀到全国各地去讲课，内容都相同，是“变频器的应用技术”。

作为一个以“电力拖动”为主攻课程的教师，心里一直有着一个情结：异步电动机诞生于19世纪的80年代，从诞生之日起，就知道改变频率是可以调速的。可是，变频调速到能够实用的阶段，却是在20世纪的80年代，中间相隔了近一个世纪！

1999年，在主讲第一次关于变频调速的讲座时，我写下的总标题是“百年怀胎说变频”，结果，学员们的反映很好，说是印象深刻。

次年，应江西省经委之邀，到南昌作了两个小时的讲座。因为人家要先开会，我在房间里等待的时间颇长，闲来无事，就把所讲内容的标题都思考了一个比较有趣的标题，如：百年怀胎说变频、如虎添翼赞变频、因材施教用变频、家电也都爱变频，等。

听课者有二三百人，济济一堂。其中多数是和变频器毫不相关的人员，甚至也不是和电有关的人员，有不少人是准备要中途退场的。但两个小时下来，下面居然鸦雀无声，溜号者极少。纷纷反映说，生动有趣，通俗易懂。这给了我进一步完善勇气。

2001年，成都新希望集团的森兰变频器公司准备在北京开设办事处，就在北京科技会堂举行了成立大会。也不知是谁的推荐，竟邀我做两小时的讲座。

会前，主持人把我引荐给前排就座的几位。却都是什么全国自动化学会的理

事长、冶金自动化学会的理事长、清华大学的教授等等的大人物，把我吓了一跳。但又不能打退堂鼓，只好硬了头皮大大咧咧地去讲。没想到，整整两个小时，全场将近 200 人，居然鸦雀无声。就连前排的那几位权威人士，也都听得颇为专注。《电气时代》杂志社的主编作为专业媒体，也应邀参加了开幕式。她采访了几位清华、北大的研究生，他们都说：“没想到这么深奥的内容也能讲得如此有味道。”

后来，我问过一位清华大学的老教授李鹤轩老师：“你们都是权威人士，怎么也听得那么专注？”他笑着说：“你那些标题都挺别致的，我们也不知道你的葫芦里究竟卖的什么药呀。”

后来的十多年间，应多家培训中心之邀，到全国各地主讲变频调速技术。我因此有机会广泛地和应用变频器的工程技术人员接触，对他们的需求和愿望，有比较深切的了解。

有一位专家说：“我讲课，根本不用讲稿”。这，我也完全可以，毫不逊色。但我却不，每次讲座结束，回家以后，我总要根据学员们提出的问题，以及自己的新的体会，认真地进行修改。温故而知新，在反反复复讲解相同内容的过程中，也在不断地进步。非但改进了教学方法，就连对所讲解问题的理解上，也有所深入。

就这样，我横冲直闯地在讲台上走完了我自己的路。

（二）广阔天地施拳脚

1969 年 12 月，我调到了宜昌市轮胎厂当维修电工。

实践真是个广阔天地！进入工厂后，我为自己定下一个目标：凡是容易发生故障的地方，一定要尽力改进。当时在工厂里，有“玩死的电工”之说，意思是维修电工的活不多，所以电工都是玩玩打打的，是一种轻松散漫的工种。但在我领导之下的轮胎厂电工班，却是一天忙到晚，总有干不完的活儿。

悄悄改造偷着乐

轮胎厂有大量的硫化机，把外胎硫化机和内胎硫化机加到一起，约有六十余台吧。硫化机上要用电接点压力表，是控制充入胎内的压缩空气的。由于接点的容量很小，动作又较频繁，故障率很高，约一个多月就要损坏一个，我于是把它改进得基本上不出故障了。对我来说，这只是雕虫小技，所以并不放在心上。

没想到，这件事却引起了一点不大不小的波澜：采购员和仓库保管员争执来了。原来，采购员们为了便于采购到所需的物资，和物资局搞好关系便成为了工作中的要务。电接点压力表并不是如灯泡、开关一类的易耗品，物资局需专

轮胎厂而储备一定数量的货。现在，厂里的仓库保管员说，库里的电接点压力表已经堆积了很多，不能再进了。但采购员要是把电接点压力表退回去，或者哪怕是不再进货了，都会引起物资局的不悦，以后再采购别的器件，就会不那么顺利了。这事反映到厂革委会，厂革委会又求助于轻化局。

这事最终的处理情况我不得而知，但这一年，电工班被评为“四好班”。

我在轮胎厂搞了许多的改进项目，其中最为得意的是自己制作“频敏电抗器”。

“空压车间”有一台大容量的空气压缩机，由绕线转子异步电动机拖动，启动时，须接入“水电阻”，故障率很高，一时难以解决。一天，在报纸上看到了某单位使用了频敏电抗器的报道，我一看就明白其原理。采购员买不到这种器件，我决定自己制作。但缺少设计频敏电抗器的具体资料。当时，正在“文化大革命”期间，书店里没有科技书籍卖，图书馆也只有毛泽东的著作可供阅读。

我于是根据频敏电抗器的基本原理，自行设计和制作起来。电线之类的可以请采购员采购，最困难的是磁性材料，但厂区有一块钢板，长久地躺在地上，无人问津。有一个下雨天，我差点儿在上面滑倒，所以引起了我的注意。我问了车间主任，回答说这不是车间的财产，又问了仓库保管员，回答说在仓库的清单上也没有这块钢板。于是我就请焊工师傅按我要求的尺寸把它切割成几块，也就解决了频敏电抗器所需的铁心。

空压班班长刘师傅，是全场唯一的一位从正规技校毕业的工人，水平颇高。他说，这个项目应该得奖。我对他说：

我这个人是和得奖无缘的。想当年，我任书记的教工团支部，被评为优秀团支部，我当班主任的班级被评为四好班级。及至评议个人时，系总支书记看着我，问：“你怎么样？”我知道他有难处，因为我的父亲是右派，伯父是历史反革命，除非有特别突出的业绩，一般是不能评为先进的。所以我很坦然地说：“我就算了吧”。所以，每逢评奖，我都躲得远远地。

其实，能够有你这样的人理解它的价值，我已经心满意足了，这叫偷着乐。

刘师傅说：“倒也说得是，这样吧，这个项目是为我们车间做的好事，就由我来奖励你吧，这个星期日，我带你去钓鱼。”

无心插柳也招风

1974年，宜昌市要自行制作一台印染机，就到各厂抽调技术骨干，组织了一次全市性的“133大会战”。恰值邓小平复出，要落实知识分子政策。我就被抽调到科委的电子技术推广队，参与会战。

纺织部为宜昌市提供了印染机的全套图纸，所以，制作过程还比较顺利。

然而，正当大家兴高采烈地打算在“十·一”前生产出来，作为对国庆节

的献礼时，却万事俱备，只欠东风：一种用以调整直流电动机励磁电流的 700Ω 的瓷盘变阻器是在上海定做的，上海方面一时竟交不了货，献礼眼看要泡汤。

我利用“电工量计”课程里关于电桥的知识计算出，只用 140Ω 的瓷盘变阻器就可以调节励磁电流的方案。于是大家加班加点地干了起来，一直干到 9 月 30 日的晚饭前，才安装完毕。晚饭后试车，居然一举成功！

这是我无心栽下的第一棵“柳”。

1977 年，打倒“四人帮”不久，要印刷毛选五卷。偏偏在这个节骨眼上，新华印刷厂的一台东德进口的印刷机发生故障了。这可是最最重要的政治任务！电子局的刘局长亲自出马，前来督阵，一看是变压器坏了，就亲自骑着自行车，把它拿到变压器厂。变压器厂的领导也很重视，把技术人员们召集到一起，研究了半天，把那台变压器退给了刘局长，说是修不了。刘局长又风尘仆仆地在全市转悠，找到了几家电器修理店，也都打了退堂鼓。于是刘局长得出结论：这台变压器在宜昌市没人能修。

市领导们急得直跳脚，甚至说：要把整台机器拆到武汉去修。

因为这是政治任务，科委的刘副主任也不敢正式派我去修，只是试探着对我说：下午你去看看，能修则修，不能修就赶紧回来。

我去后，他们拿图纸给我看，虽然是德语的，但控制电路的画法是前苏联式的，和中国的差不多。原来那是一台隔离变压器，变压比是 1 比 1 的。我于是要电工师傅们拿两个机器上用的照明变压器来，第一个把 220V 变为 36V，第二个再把 36V 变为 220V。不到一个小时，印刷机就运转起来了。

但那台烧坏了的变压器还是要修啊。好在，我讲授过《电机学》和《电机修理》的课程，理论指导实践，在我的指导下，那台烧坏了的变压器也很快修好了。

这是我无心栽下的第二棵“柳”。

1980 年，市电机厂购买了一台熔铁用的中频电源，厂里聚集了近十位工程技术人员，调试了一个月也没调出来，不得不从武汉请专家来解决问题。其后不久，市第二机床厂也买了一台相同的中频电源，他们把我请去调试。我把有一张饭桌那么大的图纸拿回家，在上面趴了两天，写好了调试步骤，只用三天，就调试成功了。

因为有了电机厂的对比，这就成为了我无心栽下的又一棵“柳”。

“人怕出名猪怕壮”，我在宜昌市有点名声了，就引来了许多的麻烦：电子局的工程师们两天两夜修不好的设备、进口设备里十分复杂的直流电动机控制电路等，都指名道姓地来请我去修。甚至连葛洲坝工程局的日本产移动式空气压缩机在马路上不动弹了，也拿了介绍信来请我……

我苦着脸对所长说：“我哪有那么大的神通啊。”可所长说：“去不去是态度

问题，修得好修不好是水平问题，还是去吧。”

鬼使神差，我的运气不错，还都被我解决了。但心里害怕极了，对所长说：“总有一天，我会栽倒在不知什么机器上的。”

还是所长有办法，他要收钱了，并且把我的“出诊费”抬得高高地，这才基本上风平浪静了。

失败妈妈分娩记

我在宜昌市自动化研究所承接的第一个项目，是为农村的小水电站研制“自动调速器”。

城市里用电，都由电网供给。电网的容量很大，机器的开动和停止，灯泡的点亮和熄灭，对于电网来说，都是“小菜一碟”，不会引起大的波动。但是，对于一个容量很小的农村小水电站来说，就完全不是那么回事了。由于电源的容量很小，负荷稍有变动，就会引起电压的明显变化，使设备的运行很不稳定。要使小水电站发出的电压稳定，必须随时调节冲击水轮机叶片的水流量，具体方法是根据仪表的指针位置，随时调整“导叶（相当于水龙头，只是体积要大得多）”的开度。

用电负荷的变化毫无规律可循，且十分频繁。再加上控制导叶开度的手柄相当笨重，所以，工人们的劳动强度极大。

为了减轻操作工人的劳动强度，电机厂为该水电站配制了一套电动装置，并打算进行自动控制，但并未成功。于是，市科委就把研制自动调速器的任务，交给了自动化研究所。从所查阅到的资料看，这个项目的难点，是如何克服导叶的惯性。并且，似乎还没有成功的先例。

设计时，我在克服惯性方面，颇下了一番功夫，还得到了熊老师的赞许。熊老师在“文化大革命”前就已经是大学讲师了，在研究所里是无可争议的学术权威。

样机生产出来了，所长亲自带队，奔赴现场进行试验。

电站里挤满了人，除了电站的职工外，还有住在附近的家属，他们是冲着“自动化”的稀奇玩意儿来的。

在我的指导下，助手小毕同志小心翼翼地接好了线。

“再仔细检查检查，可别接错了线。”所长反复地叮咛着。我和小毕同志又前前后后地检查了两遍。

“合闸！”我终于鼓足勇气，下令说。

机器开始运行了，但见仪表的指针抽风似地左右乱晃，控制箱里的电器噼里啪啦地响个不停，水轮机的导叶在时开时关的过程中发出呼呼的响声，令人感到窒息和恐怖。我立即冲上前去，关闭了我们的“自动调速器”。

失败！十分明显：那导叶的惯性远远超出我原来的想象，项目失败了！

我的头脑里一片空白，在众目睽睽中，还有着一一种出尽洋相的尴尬！

毋庸置疑，所长也同样地尴尬。他的脸色由红转白，逐渐地显露出一种有点恼怒的神色。

“拖回去，拖回去！”他皱着眉，急促地说。

“拖回去？”我猛然惊醒。“失败是成功之母”，要是拖回去，就意味着彻底的失败，哪有成功的可能？

于是，我强作镇定地说：“我想留下来具体观察一下。”

“这不是明摆着的吗，有什么可观察的？”所长很有点不耐烦了。

我坚持：我希望进一步了解水轮机的工作特点。但所长显然已经不再抱希望，也没有让步的意思，双方僵持了起来。这时，小毕说：

“我陪张老师在这里住一夜吧。”

“那好吧，明天上午就回去！”所长也不便再僵持，让了步。

送走所长后，我强打起精神走回厂房，默默地观察着。我并且亲自操作了一下导叶的手柄，原来，操作手柄时，仪表的指针是不会乱晃的。我于是悟出了一个道理：关键在于速度！我的调速器还设计了半自动操作法：指针偏转过头了，按右边的按钮，指针偏转太小了，按左边的按钮，……。就先让操作工进行半自动操作。

为了冷静一下头脑，我们到山间小道上转悠了一会儿。

散步后，又浑浑噩噩地回到了小水电站，漫不经心地观望着工人师傅的操作。

忽然，我的眼睛亮了起来：工人师傅们每次按动按钮的时间都很短促。仪表的读数偏高时，只是点一下关小导叶的按钮，看看指针是否回到正常范围？如没有，则再点一下。

啊，我在大学的电力拖动课里，曾经讲授过“脉冲调速法”，是把电动机的开关一开一关地交替着，要是开的时间长，关的时间短，平均转速就高，反之，开的时间短，关的时间长，平均转速就低。我自告奋勇地也操作了十来分钟。在我讲授电力拖动的当年，因为只有“有触点开关”，开关器件极易损坏，所以得出了“此法并无实用价值”的结论。现在有无触点开关器件了，应该可以实现了。

不消说，这一夜我哪有睡觉的工夫？我已经讲授过多门课程，一些计算公式在我脑袋里是现成的。我尽量减少所需器件，使我们所带的备用器件能够满足要求。

第二天清早，不消两个小时，小毕就把电路板焊接出来了。我们相约，要是不成功，就不吃中午饭了，夹着尾巴回去。

没想到，接上线一试，居然完全实现了我的预想，成功了！我又一次收获了准确计算的果实。

《SFZT 型小水轮发电机组自动调速器》就这样地诞生了。对于这个项目的独创部分，我写出了四篇论文，分别发表在《水力发电》、《电子技术》和《电世界》等杂志上。

在开鉴定会之前，我和小毕到武汉水利电力学院找到一位国内知名的权威人士刘教授，邀请他参加鉴定会。他热情地接待了我们。落座后说的第一句话便是：“你们的文章我看到了，关于克服导叶惯性的问题，我们没有解决，你们解决了。至于鉴定会，我恐怕没有时间。”对我而言，这已经是最高的奖赏了！

这件事情对我的影响极为深刻。使我深切地体会到：所谓失败，是指用大家熟知的常规办法，是行不通的，但绝不等于无路可走了；而由失败生出的成功，一定是在找出问题关键的基础上，有所创新，有所发明的结果。

这，也许就是所说的“失败是成功之母”的真谛吧。

疏忽竟获成名作

1991 年，我为宜昌红光港机厂的十台意大利产精密车床进行了变频调速改造。

与国产小型车床相比，意大利车床的先进之处在于：调速齿轮的组合是通过四个电磁离合器的八种状态来改变的。但电磁离合器的故障率颇高，平均一台车床每年要损坏一个。该电磁离合器是德国生产的，每个价格在人民币一万元以上，十台车床每年要花费十余万元。厂里不堪重负，就问我：能不能改造成变频调速？我当时没有仔细考虑，就回答说：可以。

该厂就通过我们研究所购买了一台日本富士产的变频器。

不久，我被宜昌市科委派往深圳常驻。刚到深圳没几天，研究所的小范同志就打来电话说：变频后，电动机带不动负载。

放下电话，我的头脑一下子清醒了：糟了！电动机在额定转速以下的调速只能是恒转矩的，而车床却是恒功率负载！

变频改造失败了！

那时的人们，实在还不大相信变频器这玩意儿。所以，在我研制变频器的三年间，研究所里一直有人吹冷风，确切地说，是冷嘲热讽。我对“文人相轻”一词，是深有体会的。这个项目要是失败了，文人们相轻的舌头，是异常毒辣的。

在回宜昌的火车上，我夜不能眠，苦苦地思索着车床的工作特点。忽然想起，车床的调速，并不是在加工过程中进行的，而是停机调速的，这给了我启示。

幸运的是，该厂的机械工程师很愿意和我配合。我于是提出，皮带轮能否搞两档传动比。他说可以，并且现场测量了尺寸，告诉我传动比的上限值。

我整整算了一个晚上。好在，主要的公式还在脑袋里残留着，不必翻书。

这个项目居然一次成功，又是一次成功！我不禁欣喜地回忆起，当年在长春时储备的理论知识，是多么的重要！

1993年，在青岛开全国学术交流会时，我发表的就是关于这个项目的论文。就有一位上海铁道学院的藏英杰教授（那时，他已经出版过几本书了）站起来大声说：别看有的论文挺深奥的，要解决实际问题，还得找老张。于是引来了《电气时代》杂志的约稿，并且开始了写书。

第一本书正好在我退休之年出版，本来想，一辈子出了一本书，也算有了一点成绩。没想到，在第五届《中国交流电机传动学术会议》（1997年于海南举行）的会议期间，同行们普遍认为：在我国，变频调速技术在工矿企业中的应用尚处于初期阶段，其普及的程度与我国四化事业的蓬勃发展很不相称。机械工业出版社的李振标同志在广泛听取了与会代表的看法以后，提出了编写一本深入浅出地介绍变频调速技术在各行各业应用实践的读物的创意，得到了许多与会者的附议。当时，我刚退休，在时间支配上处于自由状态。又刚出版了一本题为《SPWM变频调速应用技术》的小册子，算是有了一点出书的经验吧，于是被荣幸地推举为主编。

出乎意料的是，在2001年出版界的《全国自动化类丛书前100名排行榜》里，我主编的那本书赫然排在了第一名，自己写的那本排在了第六名。于是，我被出版社“盯住”了，几乎每年都要出一本书。

我写的书和文章，以深入浅出、结合实际为追求目标。为此，我构思了许多力求简明的插图。许多同行的专家都对我说：你的书，一看就知道是你自己写的，因为插图很独特。所以，在同类书中，我的书的发行量较大，曾两次被机械工业出版社评为“金牌作者”。

没想到，当年一时疏忽引出的项目，居然成为了我的成名之作。

骑虎捧得金饭碗

1985年7月，所长要我报一个项目，我说一时想不起来。这时，我正在阅读一本日语书。所长拿起来翻着看，他忽然指着一张图问我：这是什么？我说，是变频器。

“就报这个，”他说。

“这太难了，搞不了。”我回答。

“搞不了也不要紧，你只要在年终时，打一个报告，论证一下‘条件不具备’就行了，反正科研经费到手了。”

我就这样地开始了变频器的研制工作。

那时候，国内的杂志上还没有变频器的踪影，更没有出版物。美国和日本杂志上虽有介绍，但没有具体电路。但既然承接了项目，不管怎么说，总还是要试试吧。我于是像瞎子摸象般乱摸起来，居然也能变频了。

1986年，湖北省科委就给我下达了研制通用型变频器的任务。我因为对计算机不大熟悉，就邀上海石化总厂职工大学（后来合并到华东理工大学）的傅钟庆合作。他负责软件开发，我负责全面。后来又转让给上海求新造船厂的服务部制作产品。

开始时倒也顺利，样机制作出来了，在石化总厂职工大学的实验室里的实验也很成功。没想到，在制作产品样机时，问题却层出不穷。那时用的主要器件是大功率晶体管，代号GTR，极易烧坏：线路排列整齐要烧、停电了要烧、负载太重了要烧、负载太轻了也要烧，……，真把我烧得心惊肉跳。我常说，变频器这玩意儿，看起来像只小花猫，好像挺容易的，等到你骑上去后，才发现它是只凶猛的大老虎，而当知道它是大老虎时，已经骑虎难下了，因为省里的科研经费一次又一次地拨了下来，没有退路了。

有许许多多次，我的伙伴们得出了失败的结论。

好在，我已经有过多次从失败的娘肚子里蹦出来的经历，所以并不泄气。而我的堪称扎实的“电机学”知识、“电力拖动”知识和“半导体”知识发挥了作用，使我能够一次又一次地分析烧管子的原因，一次又一次地“死里逃生”。

骑在老虎背上的滋味当然是怪吓人的，脑门上常常会冒出冷汗。但只要能够坚持着不掉下来，那“老虎”，其实也会变得挺温顺的。

1989年，我们的项目通过了省级鉴定，被评为“国内先进”。

退休后，我从事着变频调速技术的推广应用工作。因为变频调速属于我比较熟悉的“电力拖动”的范畴，我又对变频器内部的结构和性能等了解得比较清楚，所以，不论是承接项目，还是为学习班主讲，或者写书，我都能比较地得心应手。并因此而一直有“活儿”干，我颇感幸运，当年没从虎背上摔下来，因此而捧得了“不失业”的金饭碗。

步履蹒跚甘作牛

在我的书架上，放置着十六七本著作，都是一些深入浅出的小册子；电脑里还记载着在杂志上发表过的二百余篇论文。它们记载着我一路上的脚印，每个脚印里，都镌刻着“认真”二字。

自从出版了书，刊登了文章以后，就常常会接到读者们的咨询电话或邮件。忽然觉得，自己所写的，虽然谈不上有什么学术价值，却是读者们所需要的。于是益发地努力：讲解力求通俗易懂，内容力求结合实际。并且不由自主地下定了

决心：我属牛，我愿在这一方土地上继续地耕耘下去。

在为读者和用户解答问题的过程中，自己也在进步。尽管步履是蹒跚的，却没有停住。每当隔了一段时间回首一望时，常常感得惊喜：又前进了一截儿！

不知不觉间，我走到了路的尽头。蓦回首，却见有一片星星点点的小花，虽并不出类拔萃，却也鲜活而挺拔，自有它们的妩媚之处。

也有比较鲜艳的：1960年，有几位学生被分配到白城市电机厂工作。当年，白城市电机厂新添置了一台龙门刨床，它的控制系统在当时来说，算得上是相当复杂的了。那时，全白城市找不到一位能够调试龙门刨床的师傅。而我的教学内容中，最复杂的实例，就是龙门刨床。那几位学生于是自告奋勇地要求调试，厂里当然不放心。但后来实在找不到人了，也只好让他们试试。没想到，他们经过两个星期的努力，居然调试成功了。

1989年12月15日，时任国务院总理李鹏同志亲自为全国211位高级技师颁发证书。在211位高级技师中，我的学生就占了两席。

有的读者打电话给我，说读了我写的书，他能够承接变频调速的工程项目了。

有的学员说，听了我的讲座，回去就把厂里的问题解决了。

一位博士说：“作为一个变频器的使用者，而不是研制者，我最喜欢这样的书：一是说明问题要定性而准确，二是能具体地告诉我怎样用。我不可能因为要使用一台变频器而去思索和记忆那么多陌生的公式。”

我忽然觉得，这些小花们都有着和我相同的DNA，于是倍感亲切，就身不由己地和它们坐在一起。

我笑了，无比开心地笑了：哗——。

为中华崛起传播智慧

地址:北京市百万庄大街22号

邮政编码:100037

电话服务

服务咨询热线: 010-88361066

读者购书热线: 010-68326294

010-88379203

网络服务

机工官网: www.cmpbook.com

机工官博: weibo.com/cmp1952

金书网: www.golden-book.com

教育服务网: www.cmpedu.com

封面无防伪标均为盗版

策划编辑◎罗莉 / 封面设计◎陈沛

我属牛，我爱耕耘！

—— 张燕宾



机械工业出版社E视界



机械工业出版社微信公众号

上架指导 工业技术 / 电气工程 / 电工技术

ISBN 978-7-111-51580-7

ISBN 978-7-111-51580-7



9 787111 515807 >

定价：49.80元